

中国电气工程大典编辑委员会



CHINA ELECTRICAL  
**中国电气  
工程大典**  
ENGINEERING CANON

第 15 卷

**电气传动自动化**

主编 仲明振 陈伯时 李崇坚  
李永东 戴先中 徐殿国



中国电力出版社  
[www.cepp.com.cn](http://www.cepp.com.cn)



**组 编** 中国电工技术学会  
中国机械工程学会  
中国电机工程学会  
中国动力工程学会  
中国水力发电工程学会

## 《中国电气工程大典》

- 第1卷 现代电气工程基础
- 第2卷 电力电子技术
- 第3卷 电气工程材料及器件
- 第4卷 火力发电工程(上、下)
- 第5卷 水力发电工程
- 第6卷 核能发电工程
- 第7卷 可再生能源发电工程
- 第8卷 电力系统工程
- 第9卷 电机工程
- 第10卷 输变电工程
- 第11卷 配电工程
- 第12卷 船舶电气工程
- 第13卷 交通电气工程
- 第14卷 建筑电气工程
- 第15卷 电气传动自动化

ISBN 978-7-5083-7434-5



9 787508 374345 >

定价: 210.00元

CHINA ELECTRICAL

# 中国电气 工程大典

ENGINEERING CANON

中国电气工程大典编辑委员会

第 15 卷

## 电气传动自动化

主编 仲明振 陈伯时 李崇坚  
李永东 戴先中 徐殿国



中国电力出版社

[www.cepp.com.cn](http://www.cepp.com.cn)

## 内 容 提 要

《中国电气工程大典》是由中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会共同组织全国电气工程各领域的著名专家、学者编纂而成的。它是一部全面系统反映电气工程各领域最新成就和技术水平的综合性工具书。《中国电气工程大典》包括现代电气工程基础、电力电子技术、电气工程材料及器件、火力发电工程、水力发电工程、核能发电工程、可再生能源发电工程、电力系统工程、电机工程、输变电工程、配电工程、船舶电气工程、交通电气工程、建筑电气工程、电气传动自动化等15卷。

本书为第15卷,电气传动自动化卷。主要内容包括概论、电气自动控制策略、计算机控制技术、电气传动控制系统、装备制造电气自动化、电气传动自动化的应用。

本书主要供电气工程领域技术人员和管理人员使用,也可供高等院校相关专业师生参考。

### 图书在版编目(CIP)数据

中国电气工程大典. 第15卷,电气传动自动化/仲明振等主编;中国电气工程大典编辑委员会编. —北京:中国电力出版社,2009  
ISBN 978-7-5083-7434-5

I. 中… II. ①仲…②中… III. ①电气工程-中国②电力传动-自动化技术-中国 IV. TM TM921

中国版本图书馆CIP数据核字(2008)第077265号

中国电力出版社出版发行  
(北京三里河路6号 100044 <http://www.cepp.com.cn>)  
北京盛通印刷股份有限公司  
各地新华书店经售

2009年4月第1版 2009年4月北京第1次印刷  
880mm×1230mm 1/16 • 55印张 • 2486千字 • 1插页  
定价 210.00元

### 敬告读者

本书封面贴有防伪标签,加热后中心图案消失  
本书如有印装质量问题,我社发行部负责退换

版权专有 翻印必究





# 序

电气工程包括发电工程、输配电工程和用电工程,是为国民经济发展提供电力能源及其装备的战略性产业,是国家工业化和国防现代化的重要技术支撑,是国家在世界经济发展中保持自主地位的关键产业之一。电气工程的产业关联度高,对从原材料工业、机械制造业、装备工业以及电子、信息等一系列产业的发展均具有推动和带动作用,对提高整个国民经济效益,促进经济社会可持续发展,提高人民生活质量有显著影响。

经过改革开放 30 年来的发展,我国电气工程已经形成了较完整的科研、设计、制造、建设、运行体系,成为世界电力工业大国之一。至 2007 年底,我国发电装机容量达 7.13 亿 kW,三峡水电及输变电工程、百万千瓦级超超临界火电工程、百万千瓦级核电工程,以及正在建设的交流 1000kV、直流  $\pm 800$ kV 特高压输变电工程等举世瞩目;大电网安全稳定控制技术、新型输电技术的推广,大容量电力电子技术的研究和应用,风力发电、太阳能光伏发电等可再生能源发电技术的产业化及规模化应用,超导电工技术、脉冲功率技术、各类电工新材料的探索与应用取得重要进展。特别是进入 21 世纪以来,电气工程领域全面贯彻科学发展观,新原理、新技术、新产品、新工艺获得广泛应用,拥有了一批具有自主知识产权的科技成果和产品,自主创新已成为行业的主旋律。我们的电气工程技术和产品,在满足国内市场需求的的基础上已经开始走向世界。

电气工程技术的快速发展和巨大成就,要求对原有知识的不断更新,广大电气工程领域的工作者们对新的知识愈加渴求。在原机械工业部陆燕荪、电力工业部陆延昌两位老部长的倡议和领导下,由中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会五个全国性学会,联合组织了电气工程各领域近 2000 位专家和学者,历





时4年多，编撰的《中国电气工程大典》现在出版了。这套内容新颖实用的巨著是电气工程领域一项重要的基础性工作，也是我国电气工程技术人员对社会的一项公益性奉献。这部鸿篇巨著不仅具有电气工程技术的知识魅力，同时也具有鲜明的时代特色，相信会为广大读者营造一个开卷有益的氛围。

电能作为目前使用最方便的二次能源，在推动社会进步、促进科学技术发展和提高人民生活质量方面发挥着越来越重要的作用。随着社会的不断进步和人民生活水平的不断提高，电气工程任重而道远，需要依靠科技进步，并用更新的科学知识武装每一位电气工作者，所以，希望这套著作能对电气工程的教学、科研、设计和管理人员有所裨益。

徐匡迪

二〇〇八年八月十二日



# 前言

电的产生和应用是人类有史以来最伟大的科学技术成就之一。电力作为目前最清洁和使用最方便的二次能源,在推动社会发展、促进科学技术进步和提高人民生活质量方面发挥着越来越重要的作用。一个多世纪以来,电气技术的不断发展,电力生产及应用的日益增长,迅速改变了人类社会的面貌,也深深影响着人们的生活方式。电气化的程度已成为国家文明程度的重要标志之一。

改革开放 30 年来,我国科学技术取得了突飞猛进的发展,科技创新已成为国家发展的重要战略。在电气工程领域,新原理、新技术、新工艺、新材料得到了广泛应用,涌现出一大批具有自主知识产权的科研成果和产品。三峡电站的建设,大容量高效清洁超临界和超超临界压力机组的迅速发展,特高压交直流输电技术和灵活交流输电技术的发展和运用,先进的核能发电厂及可再生能源发电厂的成功建造,大电网智能化动态稳定监控系统和信息化管理系统的广泛应用,具有先进水平的电气装备制造业的高速发展,大容量电能变换与节能节电技术,风力发电、太阳能光伏发电等资源节约、环境友好的新技术的大量应用,计算机和信息网络技术在电气领域的普及,明显改变着电气工程领域技术发展状况。超导电工技术、脉冲功率技术,纳米材料、永磁材料、有机硅材料等各类电工新技术和新材料的探索与应用,都充分展示了中国电气工程领域所取得的骄人业绩,引起了世界的高度关注。其中许多科研成果和产品,已达到国际先进水平。

电气工程从业人员多,涉及面广,技术进步快,科研成果多,许多科研成果需要总结和积累,许多新的知识需要普及和传播。盛世修典,素有遗风。为反映电气工程领域最新的发展成就,总结已有的科研成果,传播工程领域最新的科学技术知识,中国电工技术学会、中国机械工程学会、中国电机工程学会、中国动力工程学会和中国水力发电工程学会五个学会,联合组织了电气工程各领域的约 2000 位专家和学者,编撰了《中国电气工程大典》。



本套书的编写工作于2004年开始启动，编委会多次召开工作会议，精心组织，按照“取材突出新原理、新技术、新工艺、新材料；内容体现新颖性、先进性、实用性；表达力求简明扼要、深入浅出、直观易懂”的原则，反复讨论并修改编写大纲，确定编写内容。经过4年磨砺，数易其稿，终于付梓出版。《中国电气工程大典》共15卷约5000万字，包括《现代电气工程基础》、《电力电子技术》、《电气工程材料及器件》、《火力发电工程》、《水力发电工程》、《核能发电工程》、《可再生能源发电工程》、《电力系统工程》、《电机工程》、《输变电工程》、《配电工程》、《船舶电气工程》、《交通电气工程》、《建筑电气工程》和《电气传动自动化》。

所有组织者和编著者都把编撰本套书当作电气工程领域建设的一项重要的基础性工作，他们认真负责，辛勤耕耘，倾注了大量心血。本套书在编写出版过程中，得到参与编写的各科研院所、企业、高等院校等单位的大力支持，还得到业内有关院士和专家、学者的热心帮助。正是大家的积极参与和无私奉献，才使得这部大典能顺利编写出版，编委会对他们的奉献和支持表示衷心感谢。

这部鸿篇巨著，涉及电气工程设计制造、建设施工、生产运行、科研教学、工程管理等领域，总结了改革开放30年来电气工程各领域的技术发展与成功经验，展示了各专业领域的最新技术数据、设计经验、科技成果和发展动态，汇集了国内外相关的先进理念和成熟经验，体现了科学性、先进性和实用性的结合，是一套可供电气工程领域专业技术人员和管理人员使用的综合性工具书，也可供高等院校相关专业师生参考。

《中国电气工程大典》的编撰出版工作涉及面广，参与人员多，写作难度大。尽管编撰人员尽心尽力，倾注了无数心血，但书中难免存在缺点和不足之处，恳请读者指正。

中国电气工程大典编辑委员会主任

陆燕荪 陆延昌

## 本 卷 前 言



电气传动的作用是以电动机作为原动机带动各种机器或部件运动,将电能转换成机械能,完成一定的任务。由于电动机具有性能优良、高效可靠、控制方便等优点,大多数需要运动的设备都采用电气传动,例如:工农业生产用的机床、轧钢机、卷扬机、挖掘机、钻井机、鼓风机、抽水机、印刷机、纺织机、注塑机、农业加工机械等,交通运输用的电气机车、城轨列车、电力推进船舶、电动汽车、电动自行车等,家用电器中的电冰箱、洗衣机、空调压缩机和风扇等,现代高新技术的机器人、计算机光盘驱动器、数字医疗器械的扫描式 X 光机、CT 机、核磁共振机等。总而言之,电气传动已经广泛应用于现代化生产和生活的方方面面。

自从 19 世纪 30 年代发现电磁感应现象以来,先后发明了直流电动机和交流电动机,从而出现了直流电气传动和交流电气传动。在 20 世纪的大部分年代里,鉴于直流传动具有优越的调速性能,高性能可调速传动都采用直流电动机,而约占电气传动 80% 的不变速传动则采用交流电动机,这种分工在一段时期内成为公认的格局。直到 20 世纪 70 年代初期,席卷世界工业国家的石油危机迫使人们投入大量人力和财力去研究高效节能的交流调速系统,至 70 年代末成效明显,交直流传动按调速分工的格局终于被打破,开始出现用交流传动取代直流传动的技术革新趋势。现在,交流电气传动系统的应用已经大大超过直流电气传动系统。

现代电气传动系统的组成大体是电动机、电力电子可控电源、微电子数字控制器、用于连续自动化生产过程的现场总线、数据通信和网络等。

为了论述现代电气传动自动化在各方面的技术内容、应用及其发展方向,本卷分 6 篇进行介绍:概论、电气自动控制策略、计算机控制技术、电气传动控制系统、装备制造电气自动化、电气传动自动化的应用。其中,第 1 篇是总论,第 2、3 篇是电气传动自动化的基础,第 4 篇是各种典型的电气传动控制系统,第 5、6 篇是电气传动自动化在不同领域中的应用。

目前,电气传动自动化系统的研究和发展趋势是:

- 
- 
- (1) 研究电气传动系统新的控制策略,提高系统的性能和效率。
  - (2) 研究开发各类电动机的新型电气传动系统,例如:永磁同步电动机低速无减速箱直接传动、磁阻电动机电气传动、直线电动机电气传动等。
  - (3) 对于高性能电气传动系统,实现无速度/位置传感器控制。
  - (4) 应用新型电力电子器件,开发新的变换器拓扑,提高传动系统的技术经济指标(谐波含量、功率因数、效率、成本)。
  - (5) 开发集成控制器芯片与机电一体化的电气传动系统。
  - (6) 通过系统集成和技术融合,组成综合自动化系统,以进一步提高生产效率。
  - (7) 开发或改进电气传动控制系统及其装置的数字仿真和计算机辅助设计软件包。

陈伯时





## 目 录

序

前言

本卷前言

## 第1篇 概论 ..... 1

## 第1章 概述 ..... 3

## 1 电气自动化系统及其结构 ..... 3

## 1.1 电气自动化系统 ..... 3

## 1.2 两类电气自动化系统 ..... 3

## 1.3 电气传动自动化系统结构 ..... 3

## 1.4 数据通信和网络 ..... 4

## 1.5 电气传动、电力电子和数字控制 ..... 5

## 2 本卷内容概述 ..... 5

## 第2章 技术标准 ..... 6

## 1 电气传动系统与设备的现行标准体系 ..... 6

## 1.1 电气传动系统与设备专业的标准体系 ..... 6

## 1.2 电气传动系统与设备的国际标准体系 ..... 7

## 1.3 常用的国内外技术标准对照简况 ..... 7

## 2 电气控制设备 ..... 8

## 2.1 范围 ..... 8

## 2.2 技术要求 ..... 8

## 2.3 主要试验 ..... 8

## 3 交流电动机电力电子软起动装置 ..... 8

## 3.1 范围 ..... 8

## 3.2 技术要求 ..... 8

## 3.3 主要试验 ..... 9

## 4 低压直流调速电气传动系统 ..... 9

## 4.1 范围 ..... 9

## 4.2 技术要求 ..... 9

## 4.3 专门试验 ..... 9

## 5 低压交流变频电气传动系统 ..... 9

## 5.1 范围 ..... 9

## 5.2 技术要求 ..... 10

## 5.3 专门试验 ..... 10

## 6 1~35kV 交流调速电气传动系统 ..... 10

## 6.1 范围 ..... 10

## 6.2 技术要求 ..... 10

## 6.3 主要试验项目 ..... 10

## 7 调速电气传动系统的电磁兼容 ..... 10

## 7.1 范围 ..... 10

## 7.2 技术要求 ..... 11

## 8 调速电气传动系统的安全要求 ..... 11

## 8.1 范围 ..... 11

## 8.2 技术要求 ..... 11

## 9 调速电气传动系统带负荷运行和对应额定

## 电流形式的选择 ..... 11

## 9.1 范围 ..... 11

## 9.2 技术要求 ..... 11

## 10 船用电气传动控制设备 ..... 11

## 11 热带用电气传动控制设备 ..... 11

## 11.1 气候防护类型及使用环境条件 ..... 11

11.2 热带电工产品环境的技术要求 ..... 12

11.3 热带电工产品的结构与设计简要要求 ..... 12

11.4 材料的选用简要要求 ..... 12

11.5 工艺防护简要要求 ..... 12

## 12 电工电子产品的产品认证 ..... 12

12.1 产品质量认证的三个层级 ..... 12

12.2 合格认证和安全认证 ..... 12

12.3 自愿性认证和强制性认证 ..... 12

12.4 质量认证的基本原则 ..... 12

12.5 我国产品认证概况 ..... 13

12.6 中国强制性产品认证的基本环节 ..... 13

12.7 申请产品认证需提供的主要技术资料 ..... 13

附表: 常用标准目录 ..... 13

## 第3章 电磁兼容性与可靠性 ..... 21

## 1 电磁兼容性概述 ..... 21

1.1 静电放电 ..... 21

1.2 辐射电磁场 ..... 23

1.3 电快速瞬变脉冲群 ..... 23

## 2 抗干扰技术 ..... 25

2.1 抗干扰设计的基本原则 ..... 25

2.2 噪声的分类 ..... 25

2.3 噪声的传递方式 ..... 26

2.4 抗干扰的基本措施 ..... 27

2.5 抗干扰设计的检查细则 ..... 27

## 3 常见噪声的抑制 ..... 28

3.1 电网噪声的抑制 ..... 28

3.2 直流电源噪声的抑制 ..... 32

3.3 静电放电噪声的抑制 ..... 33

3.4 模拟电路噪声的抑制 ..... 33

3.5 数字电路的抗干扰设计 ..... 35

## 4 设备抗干扰技术 ..... 37

4.1 设备的内部装配要求 ..... 37

4.2 设备的外部安装要求 ..... 37

4.3 系统的接地技术 ..... 37

## 5 可靠性 ..... 40

5.1 可靠性的定义 ..... 40

5.2 可靠性的指标 ..... 41

5.3 系统可靠性的预计 ..... 43

5.4 冗余系统 ..... 46

5.5 提高设备可靠性的措施 ..... 47

参考文献 ..... 49

## 第2篇 电气自动控制策略 ..... 51

## 第1章 概论 ..... 53

## 1 自动控制的基本原理 ..... 53

1.1 控制系统实例 ..... 53

1.2 控制系统框图 ..... 54

## 2 自动控制系统的分类 ..... 54

2.1 基于系统的控制结构分类 ..... 54

2.2 基于传输信号的性质分类 ..... 55

2.3 基于输入信号的变化规律分类 ..... 55

2.4 基于系统的数学模型分类	55	2.4 期望频率特性法校正	123
2.5 其他分类方法	55	3 根轨迹法校正	125
3 对控制系统的基本要求	56	3.1 串联超前校正	125
3.1 稳定性	56	3.2 串联滞后校正	126
3.2 动态性能	56	3.3 并联校正	126
3.3 稳态性能	56	4 PID 控制器	127
4 自动控制理论的发展	56	4.1 PID 控制器的概念	127
4.1 经典控制理论	57	4.2 PID 控制器参数的工程整定方法	128
4.2 现代控制理论	57	4.3 采样系统的校正	128
4.3 大系统理论	57	第5章 基于状态空间模型的自动控制	
4.4 智能控制	57	系统分析与设计	131
第2章 自动控制系统的建模	58	1 线性系统的运动分析	131
1 绪论	58	1.1 线性定常连续系统状态方程的解	131
1.1 数学模型	58	1.2 线性时变连续系统状态方程的解	132
1.2 系统建模	58	1.3 线性离散系统的运动分析	133
2 控制系统的微分方程	58	2 线性系统的能控性与能观性分析	134
2.1 微分方程的建立	58	2.1 线性系统的能控性分析	134
2.2 非线性方程的线性化	61	2.2 线性系统的能观性分析	135
3 控制系统的传递函数	62	2.3 对偶系统与对偶性原理	137
3.1 传递函数的概念及性质	63	2.4 能控标准形与能观标准形	137
3.2 典型环节的开环传递函数	64	2.5 系统能控性、能观性与传递函数(矩阵)	139
3.3 控制系统的结构图	65	2.6 线性系统的结构分解	139
3.4 控制系统的闭环传递函数	69	3 线性定常系统的综合	141
4 控制系统的频率特性	70	3.1 系统的综合问题	141
4.1 频率特性的概念	70	3.2 状态反馈及极点配置	141
4.2 开环频率特性	71	3.3 系统镇定问题	144
4.3 闭环频率特性	80	3.4 系统渐近跟踪问题	146
5 采样控制系统的数学模型	85	3.5 系统解耦控制问题	147
5.1 采样过程及其信号恢复	85	3.6 状态重构问题与状态观测器	151
5.2 $z$ 变换	88	3.7 引入状态观测器的状态反馈控制系统	153
5.3 脉冲传递函数	91	3.8 线性二次型最优控制	154
6 控制系统的状态空间模型	93	第6章 智能控制	158
6.1 状态空间和状态方程	93	1 智能控制概述	158
6.2 控制系统状态空间表达式的建立	94	1.1 智能控制的发展历史与现状	158
第3章 自动控制系统的性能分析	99	1.2 智能控制与传统控制的关系	159
1 控制系统的瞬态响应及性能指标	99	1.3 智能控制的主要内容与当前的研究热点	159
1.1 系统基本概念	99	2 模糊控制	160
1.2 二阶系统的瞬态响应及性能指标	99	2.1 模糊关系及其模糊推理	160
1.3 添加零点对二阶规范系统瞬态特性的影响	104	2.2 模糊控制系统原理	163
2 反馈控制系统的稳态误差	106	2.3 模糊控制器设计	164
2.1 稳态误差的概念及计算	106	2.4 模糊控制应用示例	166
2.2 主扰动输入引起的稳态误差	110	3 神经网络控制	168
2.3 降低稳态误差问题	112	3.1 神经网络基本概念及学习算法	168
3 控制系统的稳定性分析	113	3.2 常用神经网络及学习算法	169
3.1 劳斯-赫尔维茨稳定性判据	113	3.3 神经网络智能 PID 参数最优控制	173
3.2 奈奎斯特稳定判据	114	3.4 液位系统实时控制示例	175
3.3 采样系统的稳定性分析	115	4 仿人智能控制	176
3.4 李雅普诺夫稳定性理论	116	4.1 专家控制	176
第4章 基于经典控制理论的自动控制系统设计	119	4.2 仿人智能控制的原理	178
1 校正与综合的概念	119	4.3 仿人比例控制算法	178
1.1 校正的基本方式	119	4.4 仿人智能积分控制算法	178
1.2 串联校正的基本控制规律	120	5 遗传算法	179
2 频率法校正	122	5.1 遗传算法的基本原理	179
2.1 串联超前校正	122	5.2 遗传算法的特点	180
2.2 串联滞后校正	123	5.3 遗传算法的构成要素	180
2.3 串联滞后-超前校正	123	5.4 遗传算法在控制器参数整定中的应用	181

5.5 应用示例 .....	181	5.1 概述 .....	245
第7章 非线性系统控制与先进控制技术 .....	183	5.2 ARM的体系结构 .....	247
1 导论 .....	183	5.3 ARM基本编程模型 .....	249
1.1 非线性系统的复杂性及特征 .....	183	5.4 其他嵌入式微处理器 .....	251
1.2 非线性系统控制的经典方法及局限性 .....	183	6 多处理器与总线控制 .....	253
1.3 非线性系统控制技术的新发展及 存在的问题 .....	184	6.1 概述 .....	253
2 经典控制理论中的非线性系统分析与控制 .....	185	6.2 总线控制与仲裁 .....	253
2.1 描述函数法 .....	185	6.3 基于共享存储器的多处理器结构 .....	254
2.2 相平面法 .....	188	6.4 基于SPI总线的多处理器结构 .....	256
3 反馈线性化控制 .....	191	6.5 基于PC总线的多处理器结构 .....	256
3.1 非线性系统精确线性化方法 .....	192	7 数据保护与人机接口 .....	257
3.2 非线性系统的近似线性化方法 .....	193	7.1 电源电压监视 .....	257
3.3 应用实例 .....	194	7.2 存储器与数据保护 .....	257
4 预测控制 .....	196	7.3 人机接口 (MMI) .....	258
4.1 预测控制基本原理 .....	196	第3章 总线与通信接口 .....	263
4.2 动态矩阵预测控制 .....	197	1 总线及其分类 .....	263
4.3 应用实例 .....	199	1.1 总线的概念 .....	263
5 滑模变结构控制 .....	200	1.2 总线的分类 .....	263
5.1 滑模变结构控制的基本概念 .....	200	2 并行总线 .....	264
5.2 滑模变结构控制的数学描述 .....	201	2.1 并行总线的基本特性 .....	264
5.3 不确定系统的滑模变结构控制 .....	202	2.2 总线与总线信号 .....	266
5.4 应用实例 .....	202	2.3 典型总线的接口方式 .....	268
6 鲁棒控制 .....	203	3 串行通信 .....	270
6.1 稳定鲁棒性 .....	204	3.1 通信的基本概念 .....	270
6.2 基于频域的鲁棒控制 .....	205	3.2 异步串行通信 .....	271
6.3 基于线性矩阵不等式的鲁棒控制 .....	206	3.3 同步串行通信 .....	271
6.4 应用实例 .....	206	3.4 通信控制器 .....	272
参考文献 .....	208	4 串行总线接口 .....	273
第3篇 计算机控制技术 .....	209	4.1 串行总线及其分类 .....	273
第1章 绪论 .....	211	4.2 串行总线接口标准 .....	274
1 计算机与计算机控制系统 .....	211	第4章 计算机输入/输出接口技术 .....	281
1.1 计算机技术的发展 .....	211	1 开关量输入接口技术 .....	281
1.2 计算机控制系统 .....	211	1.1 开关量输入信号 .....	281
2 计算机控制系统组成与特点 .....	213	1.2 开关量输入接口电路 .....	281
2.1 计算机控制系统基本结构 .....	213	2 开关量输出接口技术 .....	282
2.2 数字控制器与控制计算机 .....	213	2.1 开关量输出接口的功能 .....	282
2.3 计算机控制系统的特点 .....	214	2.2 开关量输出接口电路 .....	282
3 计算机控制系统的开发 .....	215	3 开关量 I/O 隔离与保护 .....	283
4 计算机控制技术与本篇章节安排 .....	215	3.1 光电耦合器件 .....	283
第2章 控制计算机与处理器 .....	216	3.2 大功率开关量输入接口电路 .....	284
1 概述 .....	216	3.3 典型开关量输出接口电路 .....	284
2 工业控制计算机 (IPC) .....	216	3.4 继电器型开关量输出接口电路 .....	284
2.1 IPC组成及特点 .....	216	3.5 双向晶闸管隔离驱动电路 .....	284
2.2 CPU模板 .....	217	3.6 远距离信号的隔离传送 .....	284
2.3 I/O模板 .....	217	4 模拟量输入接口技术 .....	284
3 微控制器 .....	220	4.1 A/D转换器的主要技术指标 .....	285
3.1 8位微控制器 .....	220	4.2 A/D转换的方法和原理 .....	285
3.2 16位微控制器 .....	225	4.3 A/D转换集成芯片的选择要点 .....	286
3.3 MCU的中断技术 .....	226	4.4 A/D转换器与微机系统的连接 .....	287
4 DSP控制器 .....	229	4.5 典型A/D转换器简介 .....	287
4.1 概述 .....	229	4.6 电压/频率型A/D转换器 .....	289
4.2 DSP结构与工作原理 .....	232	4.7 多路模拟开关及采样保持电路 .....	289
4.3 DSP的中断技术 .....	238	5 模拟量输出接口技术 .....	290
5 嵌入式微处理器 .....	245	5.1 D/A转换器的主要技术指标 .....	290
		5.2 D/A转换的方法和原理 .....	291
		5.3 D/A转换集成芯片的选择要点 .....	291



5.4 D/A 转换器与微机系统的连接 .....	292	10.2 基于中断技术的实时控制软件任务分配 .....	328
5.5 多路数字量的转换 .....	293	10.3 基于 RTOS 的实时控制软件 .....	329
5.6 典型 D/A 转换器简介 .....	293	10.4 基于 MS-Windows 的准实时软件 .....	330
6 模拟量调理与功率放大 .....	294	10.5 实时控制软件的故障监测 .....	330
6.1 模拟量输入信号的滤波 .....	294	11 实时控制软件分析设计方法 .....	330
6.2 模拟量放大技术 .....	296	11.1 软件生命周期 .....	330
7 模拟量隔离技术 .....	298	11.2 软件分析设计方法 .....	331
7.1 电磁耦合隔离放大器 .....	298	11.3 面向对象的程序设计 .....	331
7.2 光耦合隔离放大器 .....	299	11.4 基于构件技术的程序设计 .....	332
<b>第 5 章 系统软件与控制软件</b> .....	301	12 实时控制软件开发 .....	332
1 概述 .....	301	12.1 目标定义与可行性研究 .....	333
1.1 软件与控制系统 .....	301	12.2 需求分析 .....	333
1.2 控制计算机软件分类 .....	302	12.3 计算机控制系统软件的设计 .....	333
2 实时系统与实时软件 .....	303	12.4 编码与测试 .....	334
2.1 实时系统及其特点 .....	303	12.5 任务与系统集成 .....	334
2.2 实时系统的性能 .....	303	12.6 软件应用与系统测试 .....	334
2.3 实时系统的特征 .....	304	12.7 软件系统维护 .....	334
2.4 实时操作系统 RTOS .....	304	<b>第 6 章 基本控制单元</b> .....	335
2.5 编程语言与实时软件 .....	306	1 基本控制单元及其特点 .....	335
2.6 实时控制与软件 .....	307	2 多功能控制器 .....	335
3 系统软件与控制软件结构 .....	307	2.1 多功能控制器原理与发展 .....	336
3.1 简单应用系统的软件结构 .....	307	2.2 面向 DCS 的多功能控制器 .....	336
3.2 控制软件的中断机制 .....	308	2.3 多功能控制器的应用 .....	337
3.3 复杂应用系统的软件结构 .....	308	3 可编程逻辑控制器 PLC .....	339
3.4 基于客户端/服务器 (C/S) 模式的结构 .....	309	3.1 PLC 简介 .....	339
4 实时软件任务调度 .....	310	3.2 PLC 系统基本原理 .....	341
4.1 实时任务与线程 .....	310	3.3 PLC 系统应用编程 .....	345
4.2 实时控制软件中的任务调度 .....	310	4 嵌入式控制单元 .....	350
4.3 实时系统中的任务同步与通信 .....	310	4.1 采用微控制器的控制单元 .....	350
5 控制与处理软件 .....	310	4.2 采用 DSP 控制器的控制单元 .....	352
5.1 基本要素 .....	310	4.3 采用嵌入式系统的控制单元 .....	356
5.2 输入信号转换与离散化 .....	311	5 可编程自动控制器 PAC .....	358
5.3 信号输入预处理 .....	312	5.1 概述 .....	358
5.4 常用数字滤波 .....	313	5.2 可编程自动控制器 PAC 定义 .....	358
5.5 输入异常监测报警 .....	313	5.3 PAC 的特点 .....	358
5.6 输出信号处理 .....	313	5.4 PAC 硬件的两种结构 .....	358
6 常规数字控制算法 .....	314	<b>第 7 章 分布式控制系统</b> .....	359
6.1 控制运算概述 .....	314	1 工业控制网络概述 .....	359
6.2 数字 PID 及其改进算法 .....	314	1.1 工业控制网络的特点 .....	359
6.3 软件控制模块的典型结构 .....	316	1.2 工业控制网络的基本要素 .....	359
6.4 常用算法模块 .....	316	1.3 开放系统互连参考模型 .....	359
6.5 控制参数整定 .....	317	1.4 DCS 与 FCS .....	362
7 高级控制技术 .....	318	2 现场通信总线与 DCS 组网 .....	362
7.1 自整定 PID .....	318	2.1 长线收发器 .....	362
7.2 模糊逻辑控制 .....	319	2.2 调制解调器 .....	363
7.3 多模块的软连接与回路切换 .....	320	2.3 DCS 组网 .....	364
8 系统组态与组态软件 .....	321	3 基于自组网 (Ad-hoc) 技术的分布式控制系统 .....	365
8.1 控制组态 .....	321	3.1 中低速现场通信系统 .....	365
8.2 监控组态 .....	323	3.2 基于工业以太网的控制系统 .....	368
8.3 组态软件与系统生成 .....	324	4 现场总线及其电气自动化系统 .....	368
9 实时数据库技术 .....	326	4.1 现场总线概述 .....	368
9.1 实时数据库的定义 .....	326	4.2 典型现场总线——控制器局域 网总线 CAN .....	370
9.2 实时数据库体系结构 .....	326	4.3 典型过程现场总线 Profibus .....	373
9.3 实时数据库访问与管理 .....	327	4.4 基金会现场总线 FF .....	377
10 实时多任务控制软件 .....	328	5 分布式电气自动化应用系统 .....	382
10.1 MS-DOS 操作系统下的任务调度 .....	328		

5.1 基于工业以太网的电气自动化应用系统 .....	382	4.1 电动机的能量损耗与发热 .....	417
5.2 典型 DCS 控制系统 .....	384	4.2 电气传动系统的工作制 .....	418
5.3 现场总线控制系统应用 .....	386	4.3 复杂传动机构的转矩与功率折算 .....	419
<b>第 8 章 互联网技术在计算机控制</b>		4.4 电动机的选择 .....	420
系统中的应用 .....	388	5 典型生产机械的工艺要求及其电气传动 .....	422
1 互联网及其接入 .....	388	5.1 电气传动的应用范围 .....	422
1.1 局域网与互联网 .....	388	5.2 风机和泵类设备 .....	422
1.2 互联网协议 .....	389	5.3 调速控制类 .....	423
1.3 常见互联网接入方式 .....	390	5.4 多电动机协调控制类 .....	423
1.4 互联网交换技术 .....	390	5.5 伺服(随动)类 .....	423
1.5 互联网路由技术 .....	391	5.6 张力控制类 .....	423
2 基于互联网技术的控制系统结构与特点 .....	391	5.7 升降控制类 .....	423
2.1 客户机/服务器模式 .....	391	5.8 牵引推进类 .....	423
2.2 浏览器/服务器模式 .....	391	<b>第 2 章 直流电动机调速系统</b> .....	425
2.3 基于互联网的测控系统数据交换 .....	392	1 直流电动机调速系统的类型和指标 .....	425
2.4 基于互联网的数据传输 .....	393	1.1 直流电动机调速系统的类型 .....	425
2.5 互联网控制的网络延迟 .....	393	1.2 调速系统指标 .....	427
3 基于互联网的控制系统 .....	394	2 转速单闭环控制的直流调速系统 .....	428
3.1 网络化远程控制 .....	394	2.1 系统的组成和静态性能 .....	428
3.2 控制数据的互联网发布 .....	394	2.2 动态性能 .....	429
3.3 面向互联网的 SNMP 设备远程监控 .....	395	2.3 无静差直流调速系统 .....	429
3.4 面向互联网的远程视频监控 .....	396	2.4 限流保护 .....	429
<b>第 9 章 计算机控制系统中的可靠性技术</b> .....	398	3 转速、电流双闭环直流调速系统 .....	430
1 可靠性的基本概念 .....	398	3.1 系统的组成和静态性能 .....	430
2 软件可靠性设计 .....	398	3.2 动态性能 .....	430
2.1 软件容错技术 .....	398	4 可逆直流调速系统 .....	431
2.2 编码检错技术 .....	399	4.1 可逆直流脉宽调速系统 .....	431
2.3 数字滤波技术 .....	399	4.2 晶闸管相控可逆直流调速系统 .....	431
2.4 故障自诊断技术 .....	400	5 弱磁控制的直流调速系统 .....	433
3 硬件可靠性设计 .....	400	5.1 调压与弱磁配合控制 .....	433
3.1 硬件可靠性及提高 .....	400	5.2 非独立控制励磁直流调速系统 .....	433
3.2 单元可靠性设计 .....	401	5.3 弱磁过程中直流调速系统的动态	
4 控制系统的可靠性设计 .....	402	数学模型和转速调节器设计 .....	433
4.1 可靠性保障的解决方法 .....	402	6 模拟控制和数字控制 .....	434
4.2 双工结构与工作流程 .....	402	6.1 模拟控制系统 .....	434
4.3 双工控制系统的设计与实现 .....	402	6.2 数字控制系统 .....	434
4.4 功能分布式下的多机系统冗余设计 .....	403	7 调速系统中的信号检测 .....	436
<b>参考文献</b> .....	405	7.1 连续的模拟量检测 .....	436
<b>第 4 篇 电气传动控制系统</b> .....	407	7.2 数字量的检测 .....	436
<b>第 1 章 电气传动基础</b> .....	409	<b>第 3 章 交流异步电动机调速系统</b> .....	439
1 电气传动系统的结构与组成 .....	409	1 交流异步电动机调速系统的分类 .....	439
1.1 电气传动系统的基本结构 .....	409	1.1 按用途分类 .....	439
1.2 电气传动系统的组成与分类 .....	409	1.2 按转差功率分类 .....	439
1.3 电气传动系统的基本问题 .....	410	2 转差功率消耗型变压调速系统 .....	439
2 电动机与负载的机械特性和运行状态 .....	410	2.1 异步电动机变压调速系统的主电路及	
2.1 直流电动机的机械特性 .....	410	机械特性 .....	439
2.2 交流电动机的机械特性 .....	411	2.2 闭环控制的异步电动机变压调速系统 .....	440
2.3 生产机械的负载类型及机械特性 .....	412	2.3 在软启动器和轻载减压节能中的应用 .....	440
2.4 电动机与负载特性的匹配 .....	413	3 转差功率馈送型绕线转子异步电动机	
2.5 电动机的各种运行状态 .....	413	调速系统 .....	441
3 电气传动系统的动力学 .....	415	3.1 绕线转子异步电动机串级调速系统 .....	441
3.1 电气传动系统的运动方程 .....	415	3.2 绕线转子异步电动机双馈调速系统 .....	445
3.2 电气传动系统的稳定条件 .....	416	4 转差功率不变型变压变频调速系统 .....	447
3.3 电气传动系统的过渡过程 .....	416	4.1 转速开环变压变频调速系统 .....	447
4 电动机的发热与冷却规律和容量选择 .....	417	4.2 转速闭环转差频率控制调速系统 .....	448
		5 异步电动机的动态数学模型和坐标变换 .....	449

5.1 坐标变换 .....	449	3.1 稳态性能指标 .....	513
5.2 异步电动机的动态数学模型 .....	451	3.2 动态性能指标 .....	513
6 异步电动机矢量控制系统 .....	455	4 伺服系统的设计 .....	513
6.1 矢量控制系统的基本原理 .....	455	4.1 伺服系统的稳态设计 .....	513
6.2 转差型间接矢量控制系统 .....	458	4.2 伺服系统的动态设计 .....	515
6.3 磁链闭环直接矢量控制系统 .....	459	4.3 伺服系统的复合控制 .....	519
7 异步电动机直接转矩控制系统 .....	461	4.4 现代控制理论在伺服系统设计中的应用 .....	520
7.1 直接转矩控制原理 .....	461	第6章 电气传动控制系统调节器的	
7.2 磁链和转矩的控制性能 .....	462	工程设计方法 .....	525
7.3 全数字化直接转矩控制系统 .....	464	1 典型系统 .....	525
8 无速度传感器异步电动机调速系统 .....	467	1.1 典型Ⅰ型系统 .....	525
8.1 基于电动机模型的直接算法 .....	468	1.2 典型Ⅱ型系统 .....	525
8.2 基于闭环控制作用的自适应控制法 .....	469	2 典型系统性能指标与参数的关系 .....	526
8.3 利用电动机特征的谐波信号处理法 .....	471	2.1 典型Ⅰ型系统性能指标与参数的关系 .....	526
9 异步电动机调速系统的非线性控制和智能控制 .....	472	2.2 典型Ⅱ型系统性能指标与参数的关系 .....	527
9.1 异步电动机的非线性控制 .....	472	3 非典型系统的典型化 .....	528
9.2 异步电动机的智能控制 .....	475	3.1 控制对象传递函数的近似处理 .....	528
第4章 交流同步电动机调速系统 .....	479	3.2 调节器结构的选择 .....	529
1 交流同步电动机调速的优点和类型 .....	479	4 直流调速系统设计举例 .....	529
1.1 交流同步电动机的类型 .....	479	4.1 电流调节器的设计 .....	529
1.2 交流同步电动机与直流电动机、		4.2 转速调节器的设计 .....	530
异步电动机的比较 .....	479	4.3 转速退饱和和超调量的计算 .....	531
1.3 交流同步电动机调速系统的类型 .....	480	4.4 对转速超调的抑制——转速微分负反馈 .....	531
2 交流同步电动机的数学模型 .....	481	5 交流调速系统设计举例 .....	532
2.1 交流同步电动机在 dq 坐标系上		5.1 转速调节器的设计 .....	532
的数学模型 .....	481	5.2 磁链调节器的设计 .....	533
2.2 同步电动机的时空矢量图 .....	482	6 调节器最佳整定设计法 .....	533
2.3 同步电动机的动态参数 .....	483	6.1 模最佳(二阶最佳)整定 .....	533
3 负载换流同步电动机变频调速系统 .....	484	6.2 对称最佳(三阶最佳)整定 .....	533
3.1 负载换流同步电动机调速系统的工作原理 .....	484	6.3 对“调节器最佳整定设计法”的评价 .....	533
3.2 负载换流同步电动机的基本关系 .....	485	参考文献 .....	535
3.3 负载换流同步电动机调速控制 .....	486	第5篇 装备制造电气自动化 .....	537
4 转子励磁同步电动机调速系统 .....	487	第1章 装备制造电气自动化概述 .....	539
4.1 交流同步电动机磁场定向控制原理 .....	488	1 装备制造电气自动化的作用及范畴 .....	539
4.2 交流同步电动机磁场定向控制系统 .....	491	1.1 装备制造电气自动化的作用 .....	539
4.3 交流同步电动机直接转矩控制系统 .....	493	1.2 装备制造电气自动化的范畴 .....	539
5 永磁同步电动机调速系统 .....	495	1.3 数控系统的基本概念 .....	539
5.1 永磁同步电动机 .....	495	1.4 数控机床的组成与工作原理 .....	540
5.2 永磁同步电动机的数学模型 .....	496	1.5 数控机床的分类与适用范围 .....	540
5.3 永磁同步电动机的控制策略 .....	497	1.6 数控机床的特点 .....	543
5.4 永磁同步电动机控制系统 .....	499	2 国外装备制造电气自动化的现状 .....	543
5.5 永磁同步电动机的自控式变频调速系统 .....	501	2.1 现代数控机床的两个基本评定指标 .....	543
6 开关磁阻电动机调速系统 .....	502	2.2 国外数控机床技术现状 .....	544
6.1 开关磁阻电动机调速系统的工作原理 .....	502	2.3 国外数控机床伺服驱动技术现状 .....	545
6.2 开关磁阻电动机基本关系分析 .....	503	3 国内装备制造电气自动化的现状 .....	546
6.3 开关磁阻电动机控制系统 .....	504	3.1 我国装备工业的技术现状 .....	546
第5章 伺服系统(随动系统) .....	507	3.2 我国工业控制自动化技术的现状 .....	547
1 伺服系统的特征、分类和结构 .....	507	3.3 中国数控机床技术发展现状 .....	550
1.1 伺服系统的特征 .....	507	3.4 国内数控机床伺服驱动技术现状和趋势 .....	552
1.2 伺服系统的分类 .....	507	4 装备制造电气自动化的关键技术 .....	552
1.3 伺服系统的结构 .....	507	4.1 数控机床的关键技术 .....	552
2 伺服系统的主要组成部分 .....	507	4.2 永磁交流运动控制系统的关键技术 .....	555
2.1 位置反馈装置 .....	508	4.3 SERCOS 接口技术 .....	557
2.2 执行电动机 .....	512	5 装备电气自动化的发展方向 .....	559
2.3 功率放大装置 .....	512	5.1 数控机床发展的新趋势 .....	559
3 伺服系统的性能指标 .....	512		

5.2 数控机床的未来展望 .....	561	3.3 微机控制系统 .....	643
5.3 数控系统技术的发展趋势 .....	563	3.4 传感器技术 .....	644
<b>第2章 数控机床的电气系统</b> .....	567	3.5 数据采集及信息处理技术 .....	651
1 数控机床的产生、发展和定义 .....	567	<b>4 人工智能和专家系统</b> .....	660
1.1 数字控制技术与数控机床的产生和发展 .....	567	4.1 人工智能的基本原理 .....	660
1.2 数控机床的主要技术指标 .....	567	4.2 故障诊断技术 .....	662
1.3 机床数控技术的发展趋势 .....	568	4.3 专家系统在装备制造中的应用 .....	667
2 数控机床的电气组成 .....	570	4.4 专家系统的基本构成 .....	667
2.1 概述 .....	570	<b>5 虚拟现实及仿真技术</b> .....	667
2.2 数控机床的伺服系统 .....	571	5.1 虚拟现实简介 .....	667
2.3 位置检测装置 .....	576	5.2 系统仿真基本原理 .....	668
2.4 位置控制 .....	581	<b>6 模糊和神经网络技术</b> .....	671
3 数控机床的发展趋势 .....	582	6.1 模糊逻辑基本理论 .....	671
3.1 电主轴的高速化和一体化 .....	582	6.2 模糊控制器 .....	672
3.2 直线电动机直接驱动进给技术 .....	583	6.3 神经网络基本理论 .....	673
3.3 人工智能控制技术的应用 .....	584	6.4 神经网络控制及其软件实现 .....	674
3.4 计算机集成制造 (CIMS) 技术 .....	584	6.5 模糊和神经网络技术在装备制造中的应用 .....	674
3.5 开放式网络化数控技术 .....	585	<b>第5章 装备制造中的新型驱动技术</b> .....	678
<b>第3章 工业机器人控制系统</b> .....	587	1 直接驱动技术 .....	678
1 工业机器人的定义 .....	587	1.1 直接驱动技术概论 .....	678
1.1 工业机器人诞生的背景 .....	587	1.2 直接驱动旋转电动机技术 .....	679
1.2 工业机器人的定义 .....	587	1.3 直线电动机 .....	680
1.3 工业机器人和一般自动机的区别 .....	587	1.4 直线电动机技术在装备制造中的应用 .....	682
2 工业机器人的发展历史、现状与趋势 .....	588	<b>2 磁悬浮驱动技术</b> .....	682
2.1 工业机器人的发展历史与现状 .....	588	2.1 磁悬浮技术概论 .....	682
2.2 工业机器人市场现状 .....	590	2.2 磁悬浮轴承技术 .....	683
2.3 工业机器人的技术方向和发展趋势 .....	591	2.3 磁悬浮旋转电动机 .....	684
3 工业机器人系统的组成、运动及分类 .....	593	2.4 磁悬浮直线电动机 .....	684
3.1 工业机器人系统的组成 .....	593	2.5 磁悬浮控制系统 .....	684
3.2 工业机器人的运动系统 .....	594	2.6 磁悬浮电动机的应用领域 .....	684
3.3 工业机器人的分类 .....	597	<b>3 非电磁类驱动技术</b> .....	685
4 工业机器人的控制系统 .....	597	3.1 磁致伸缩驱动 .....	685
4.1 工业机器人控制功能的基本要求 .....	597	3.2 压电驱动 .....	686
4.2 开放式工业机器人控制器 .....	598	3.3 超声驱动 .....	691
4.3 工业机器人的编程及仿真 .....	601	3.4 记忆合金驱动 .....	691
4.4 工业机器人控制系统 .....	603	3.5 静电驱动 .....	691
5 工业机器人在装备制造中的应用 .....	607	3.6 光驱动 .....	691
5.1 工业机器人的主要应用及分布情况 .....	607	3.7 超导驱动 .....	691
5.2 焊接机器人 .....	608	3.8 其他驱动技术 .....	691
5.3 喷漆机器人 .....	611	<b>4 新型驱动技术在装备制造中的应用</b> .....	691
5.4 装配机器人 .....	611	4.1 新型驱动技术在机床设备中的应用 .....	691
5.5 搬运机器人 .....	612	4.2 新型驱动技术在磁悬浮列车驱动中的应用 .....	692
<b>第4章 柔性加工自动化</b> .....	616	4.3 新型驱动技术在现代物流中的应用 .....	692
1 柔性加工自动化的发展和组成 .....	616	4.4 在军事、航天、医学及其他方面的应用 与国内外的发展 .....	692
1.1 柔性加工自动化现状和发展趋势 .....	616	4.5 新型驱动技术在信息及自动化中的应用 .....	692
1.2 柔性制造系统 .....	616	<b>参考文献</b> .....	693
1.3 集成制造系统 .....	618	<b>第6篇 电气传动自动化的应用</b> .....	695
1.4 控制系统和通信结构 .....	626	<b>第1章 电动机调速节能的应用</b> .....	697
2 计算机辅助设计 .....	629	1 电动机的调速节能 .....	697
2.1 概述 .....	629	1.1 电动机调速节能的意义 .....	697
2.2 数据库技术 .....	629	1.2 电动机调速节能的方法 .....	697
2.3 计算机辅助设计优化方法 .....	633	<b>2 电动机节能系统设计及应用</b> .....	700
2.4 计算机图形学 .....	635	2.1 选择调速节能注意事项 .....	700
3 机电一体化 .....	640	2.2 风机、水泵电动机节能应用 .....	700
3.1 总论 .....	640		
3.2 系统部件的选择与设计 .....	643		



2.3 节能效果的工程计算和测量方法 .....	701	3.1 铜铝冷轧机生产设备的组成 .....	783
3 通用低压交流调速节能控制系统设计 .....	701	3.2 生产设备对电气传动自动化系统的要求 .....	783
3.1 交流调速节能系统的容量计算 .....	701	3.3 电气传动自动化系统配置方案 .....	784
3.2 外围设备及选择 .....	703	3.4 控制系统功能描述 .....	785
4 异步电动机中压变频的应用实例 .....	704	3.5 生产过程自动化和计算机控制 .....	787
4.1 单元串联变频器特点 .....	704	<b>第4章 在采矿工业中的应用</b> .....	789
4.2 应用实例 .....	704	1 矿井提升机械的应用 .....	789
5 大功率同步电动机静止变频的实例 .....	705	1.1 矿井提升机对电气传动系统的要求 .....	789
5.1 同步电动机变频起动原理 .....	705	1.2 矿井提升机直流电气传动系统 .....	791
5.2 SFC 的功率单元 .....	706	1.3 矿井提升机交流电气传动系统 .....	796
5.3 SFC 控制单元 .....	706	1.4 矿井提升机的综合自动化控制 .....	797
5.4 SFC 的运行 .....	706	2 矿山挖掘机械的应用 .....	798
5.5 某蓄能水电厂二期工程 SFC 的特点 .....	707	2.1 矿山挖掘机设备及特点 .....	798
5.6 结束语 .....	707	2.2 矿山挖掘机电气传动系统的特点 .....	799
<b>第2章 在钢铁工业中的应用</b> .....	708	2.3 矿山挖掘机全数字直流传动系统 .....	800
1 钢铁工业电气传动设备和特点 .....	708	2.4 矿山挖掘机全数字交流传动系统 .....	800
2 电力电子变流器的发展与应用 .....	709	<b>第5章 在石油钻井机械中的应用</b> .....	803
2.1 大功率晶闸管整流装置的应用 .....	709	1 钻机的组成和分类 .....	803
2.2 同步电动机静止变频装置的应用 .....	711	1.1 钻机的组成 .....	803
2.3 异步电动机中压变频装置的应用 .....	714	1.2 钻机的分类 .....	804
3 高炉炼铁的应用 .....	715	2 钻机的负载特性和电气传动控制系统 .....	804
3.1 高炉生产工艺特点 .....	715	2.1 主要钻井机械工作与负荷特性 .....	804
3.2 高炉电气传动控制系统 .....	716	2.2 钻机电控设备的工作特点 .....	805
3.3 高炉基础自动化控制系统 .....	719	3 钻机电气传动系统 .....	806
3.4 高炉过程自动化控制系统 .....	721	3.1 直流模拟控制系统 .....	806
3.5 高炉三电自动化的典型控制系统 .....	723	3.2 直流全数字控制系统 .....	807
4 转炉炼钢中的应用 .....	725	3.3 交流变频控制系统 .....	807
4.1 转炉炼钢生产设备的组成和生产工艺要求 .....	725	3.4 新型钻机控制系统的功能的发展 .....	809
4.2 转炉倾动机构的传动自动化系统 .....	726	<b>第6章 在港口和起重机械中的应用</b> .....	810
4.3 转炉氧枪升降传动自动化系统 .....	727	1 港口机械设备的组成及分类 .....	810
4.4 转炉基础自动化系统 .....	727	1.1 翻车机 .....	810
5 轧钢工业的应用 .....	728	1.2 堆/取料机 .....	810
5.1 轧机设备的组成及电气传动自动化系统 .....	728	1.3 装船机 .....	810
5.2 轧制力计算和电动机容量选择 .....	731	1.4 连续卸船机 .....	810
5.3 控制性能和各类传动方案的比较 .....	734	1.5 输送机 .....	811
5.4 轧钢传动的典型控制系统 .....	737	1.6 港口起重机械 .....	812
5.5 轧钢生产过程自动化和计算机控制系统的应用举例 .....	766	2 港口机械设备电气传动自动化系统 .....	812
<b>第3章 在有色金属工业中的应用</b> .....	775	2.1 港口设备的供电系统 .....	812
1 铝电解工业的应用 .....	775	2.2 港口机械的电气传动系统 .....	813
1.1 铝电解整流机组的基本类型 .....	775	2.3 港口机械设备自动化系统 .....	814
1.2 二极管整流机组 .....	775	3 港口设备综合管理自动化系统 .....	815
1.3 晶闸管整流机组 .....	775	3.1 功能描述 .....	815
1.4 三相五柱整流变压器 .....	776	3.2 港口综合管理自动化系统 .....	815
1.5 同相逆并联整流技术 .....	777	4 起重机械电气传动系统 .....	815
1.6 整流器的散热和结构方式 .....	777	4.1 起重机类型及工作分类 .....	815
1.7 整流机组的稳流控制系统 .....	777	4.2 电动机容量计算 .....	816
1.8 多相整流和电力电子元件的均流技术 .....	779	4.3 常用电气传动系统 .....	817
1.9 整流机组的运行监控和故障保护 .....	779	<b>第7章 在造纸工业中的应用</b> .....	820
1.10 工业应用 .....	780	1 生产线设备组成及生产工艺 .....	820
2 铝板轧机电气传动系统 .....	780	1.1 造纸生产过程 .....	820
2.1 铝轧机生产设备的组成 .....	780	1.2 制浆工艺流程 .....	820
2.2 粗轧机可逆主传动系统 .....	781	1.3 造纸工艺流程 .....	820
2.3 精轧连轧机主传动系统 .....	782	1.4 精整部分 .....	821
2.4 生产过程自动化和计算机控制 .....	782	2 制浆设备及电气设备 .....	821
3 铜铝冷轧机电气传动系统 .....	783	2.1 磨木机及电气设备 .....	821
		2.2 削片机及电气设备 .....	821



2.3 精浆机及电气设备 .....	821	1 谐波和无功功率的影响及限制 .....	830
2.4 其他辅助机械 .....	821	1.1 谐波对公用电网的影响 .....	830
3 造纸机机械 .....	822	1.2 公用电网对谐波的限制 .....	830
3.1 造纸机的种类 .....	822	1.3 功率因数和无功功率对公用电网的影响 .....	831
3.2 造纸机的传动方式 .....	823	1.4 公用电网对功率因数和无功功率的要求 .....	831
4 造纸机的传动系统 .....	823	2 常用电气传动装置谐波电流计算 .....	832
4.1 造纸机对电气传动的要求 .....	823	2.1 直流传动整流装置的谐波电流 .....	832
4.2 造纸机电气传动的方案选择 .....	824	2.2 电压源交—直—交变频器的谐波电流 .....	833
4.3 造纸机电气控制的基本形式 .....	825	2.3 交—交变频器的谐波电流 .....	834
4.4 造纸机电气传动的特点 .....	825	2.4 TCR 或 TCT 补偿装置的谐波电流 .....	834
4.5 典型造纸机电气系统方案 .....	826	3 常用电气传动装置功率因数计算 .....	835
4.6 造纸机系统变频器的选择 .....	826	3.1 直流传动整流装置的功率因数 .....	835
4.7 造纸机系统电动机的选择 .....	827	3.2 电压源交—直—交变频器的功率因数 .....	836
4.8 造纸机电气传动系统的过压保护 .....	827	3.3 交—交变频器的功率因数 .....	836
5 复卷机的传动系统 .....	827	4 谐波治理方法 .....	838
5.1 复卷机的结构及动作 .....	827	4.1 无源滤波 .....	838
5.2 复卷机对传动系统的要求 .....	827	4.2 有源滤波 .....	839
5.3 主要控制工艺的描述 .....	827	5 无功功率补偿的方法 .....	841
5.4 复卷机电气传动的特点 .....	828	5.1 静态无功补偿 .....	841
5.5 复卷机电气控制典型实例 .....	828	5.2 动态无功补偿 .....	842
6 压光机的传动系统 .....	829	6 滤波及无功补偿装置的组成和设备选用 .....	844
6.1 压光机的结构及动作 .....	829	6.1 滤波兼静补装置 .....	844
6.2 超级压光机对传动系统的要求及控制 .....	829	6.2 TCR 动补装置 .....	850
第 8 章 谐波治理和无功补偿 .....	830	参考文献 .....	857

## 第1篇 概 论

主编单位：天津电气传动设计研究所

主 编：马小亮

主 审：陈敏逊（上海交通大学）

编写人员：马小亮（天津电气传动设计研究所）

于庆楨（天津电气传动设计研究所）

竺子芳（天津电气传动设计研究所）



# 第1章 概 述

## 1 电气自动化系统及其结构

### 1.1 电气自动化系统

自动是相对手动而言的,自动化是能使事物按照人的期望而自动变化的技术。该技术应用领域很广,涉及生产、运输、国防、人民生活等各个方面。自动化可以通过机械控制、电气控制等多种方法来实现,其中通过电气控制实现的自动化称之为电气自动化,它应用最广泛,发展最快。

电气自动化是一种综合性应用技术,涉及能源、机械、信息等多学科和技术领域,通过对变化过程实现信息采集、控制、优化、调度、管理和决策,达到提高效率、降低消耗、确保安全的目的。

电气自动化装置仿造人进行工作,由检测装置(传感器)、信号传输设备、控制器、执行机构(驱动装置)等几部分组成,形成一个完整的系统——电气自动化系统。检测装置测取被控事物的状态和环境状况,其作用相当于人的感官;信号传输设备把检测结果传给控制器,相当于人的神经;控制器相当于人的大脑,根据输入的期望和检测结果发出控制命令;控制命令再经信号传输装置传给执行机构去执行,执行机构相当于人的手、足和肌肉。

电气自动化系统性能的好坏用精度、响应时间、稳定性等性能指标反映,详见本卷第2、4篇的规定。它的控制方式大致分为开环控制、闭环控制、开-闭环复合控制三大类。开环控制(前馈控制)系统框图示于图1.1-1(a),控制器根据输出期望值和执行机构及控制对象的模型计算控制量,去控制执行机构工作,不理睬输出的实际值是多少,这类系统响应快,无稳定性问题,但误差大。闭环控制(反馈控制)系统框图示于图1.1-1(b),控制器的输入是输出的期望值与实际值之差,当实际值偏离期望值时能自动纠正偏差,这类系统精度高,但存在稳定性问题。开-闭环(前馈-反馈)复合控制系统框图示于图1.1-1(c),控制器由开

环和闭环两部分组成,开环粗调,闭环纠正偏差(细调),这类系统的静、动态性能指标较前面两者有很大提高,得到广泛应用,特别是在数字控制系统中,由于其控制器计算能力强,应用更普遍。

电气自动化系统几十年来的发展经历了几代飞跃,特别是随着电子技术(微电子和电力电子技术)的引入和更新换代,更加速了其发展和换代。

(1) 自动化范围逐步扩大,从单机部分工作的自动化,到单机自动化,全工艺段的多机联动,直至整条生产线、整个车间、整个工厂(公司)的生产、调度和管理的全面自动化。

(2) 控制器从简单的继电器—接触器控制,发展到模拟电子控制和现在的数字计算机控制。

(3) 信号传输从电缆硬连接,一对一传输信号,发展到数据通信,传输介质也由控制电缆,发展到光纤,以至无线通信。

(4) 电动机拖动的执行机构,从电动发电机组传动,发展到电力电子装置供电的直流传动和交流传动,它们的控制也从机组控制,发展到模拟电子控制和现在的数字电子控制。

(5) 控制理论从分析单变量输入、输出线性系统,以传递函数为基础的经典控制理论,发展到多变量输入、输出系统,以状态空间分析为基础的现代控制理论和现在的第三代控制理论——大系统理论和智能控制理论。

### 1.2 两类电气自动化系统

依照应用行业的性质不同,电气自动化系统分成两大类:过程控制系统和运动控制系统。

以控制连续生产过程(如发电、化工、冶金等)为主的系统称为过程控制系统,并在连续生产过程中伴随着物质和能量的储存、转换、传递及输送,遵循着物理和化学的基本规律。这类控制系统的执行机构主要是各种气动、电动、液动阀门和泵,被控量是温度、压力、流量、物位(液位)、成分和物性等,控制过程较慢,一般是秒级或分钟级,又称为慢系统。

以控制机械运动为主的系统称为运动控制系统。这类控制系统的控制对象主要是以各种电动机拖动(称电气传动或电力拖动)的机械、液动和/或气动机械,被控量主要是转矩、转速、位置(角度)等,控制过程较过程控制系统的快,一般是毫秒级,又称为快系统。其中以电动机拖动为主的运动控制系统称电气传动自动化系统,本篇只限于介绍这类自动化系统。

两类控制系统的理论基础均为自动控制理论,控制系统的结构(分层)也类同。

### 1.3 电气传动自动化系统结构

整个车间或工厂全自动化的电气传动自动化系统通常分为五层(级),即生产管理级(L4)、生产调度控制级(L3)、过程优化级(L2)、基础自动化级(L1)、检测驱动级(L0)。

其结构见图1.1-2。

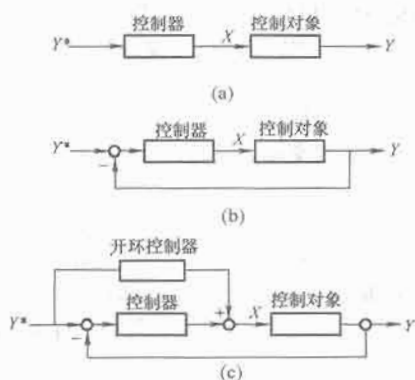


图 1.1-1 三类控制方式

(a) 开环控制; (b) 闭环控制;

(c) 开-闭环复合控制

$Y^*$ —期望值;  $Y$ —实际值;  $X$ —控制量

信息化的发展给电气自动化带来新的内涵,管控一体化已成为自动化的一个新特点,也使系统结构有所变化,出现了三层结构,即企业管理决策系统层(ERP)、生产执行系统层(MES)、生产过程控制层(PCS)。其中,生产过程控制层是三层结构的基础,也是传统意义的自动控制系统(无管理和生产调度功能),对应于五级结构的L2、L1、L0。

不同生产用户对自动化程度和范围的要求不同,常常不是上述几层都需要,可能只有其中1、2层或3层。

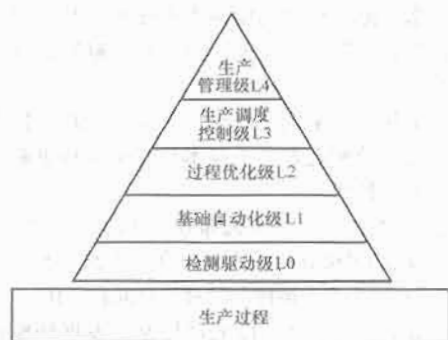


图 1.1-2 电气传动自动化系统结构

该轧机的自动化系统按前述五级分层(L0~L5),示于图1.1-4,各层的主要设备和主要任务分工如下:

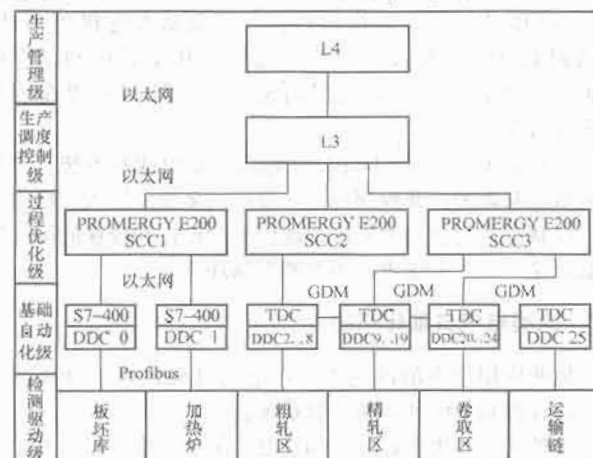


图 1.1-4 轧机自动化系统构成

(1) 检测驱动级(L0)。主要设备为检测仪表、电气传动装置、喷水设备等,任务是检测和执行从基础自动化级发来的控制指令。

(2) 基础自动化级(L1)。主轧线4个区,加上板坯库和钢卷库2个区,每区配置1台S7-400大型可编程控制器或TDC高性能数字控制器,构成1个子系统,指挥各区中的检测、执行机构联动工作,完成该区的工艺任务,例如速度协调控制、张力控制、厚度控制、宽度控制、层流冷却控制等等,另外,还要完成大量实际数据和设定数据的处理任务,实现上下级间通信。全线共有6个子系统。

(3) 过程优化级(L2)。这层有3个子系统,每个子系统由1台网络服务器PROMERGENCY E200实现,共3台。它的主要任务为协调工作和实现优化,例如轧制计划管理、板坯跟踪、最优化温度计算、宽度计算、板形控制、冷却水和层流控制、轧机负载分配、人机对话、图像显示及数据记录、设定及实际数据处理等等,在这层的软件中有很多生产工艺数学模型。

(4) 生产调度控制级(L3)。这级对全生产线进行生产调度和管理,例如轧制计划管理、板坯管理、装料管理、钢卷管理、发货计划管理、生产数据收集、处理及质量管理、

下面以某大型热带钢轧机的多级自动化系统为例,说明自动化系统如何分层及各层的任务分工。该厂主轧线的设备布置示于图1.1-3,主要由加热炉区(2座加热炉)、粗轧区(2台粗轧机R1和R2及1台立辊轧机E1)、精轧区(1台飞剪、7台精轧机F1~F7)和卷取区(3台卷取机C1~C3)组成,全长约900m。另外,还有板坯库和钢卷库(主要设备是起重机和传送链)。

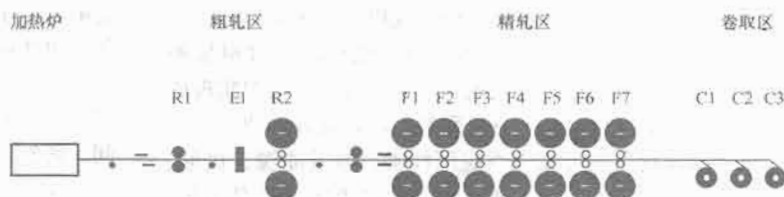


图 1.1-3 主轧线设备布置

打印生产报告和人机对话等。

(5) 生产管理级(L4)。这级的管理功能有用户合同管理、原料计划管理、轧制计划编制等。

#### 1.4 数据通信和网络

早期的电气传动自动化系统中各层之间(特别是L0~L2层之间)及同层各控制设备间的信息交换靠电缆硬连接,一对一传输信号(“硬”通信)。用这种方法时一根控制电缆只能传输一个信号,随着自动化水平的提高,需要传输的信号急剧增加,无论从电缆用量还是从安装、维护各方面看都难以再用此法实现信息交换。随着计算机与通信技术发展,近年来出现了用数据通信(“软”通信)取代控制电缆“硬”通信的局面。数据通信可以用一对电缆传输大量信息,安装简单,可靠性高。

数据通信有并行通信和串行通信两种。并行通信以数字量的字节或字为单位进行通信,它需要8根或16根数据线、一根公共线及双方联络用的控制线,它的硬件成本高,传输速率快,不宜于远距离通信,多用于设备内各部件间的通信。串行通信以数字量的位(bit)为单位进行通信,除公共线外,数据传输只用一根通信线,它既作为数据线,又作为联络控制线,数据和联络信号在这根线上按位进行串行传输(各个不同位使用同一根线,分时从低位到高位,一位接一位地依次传送),它需要的信号线少,传输速率比并行通信慢,适合远距离传输,多用于设备之间的通信。除通信电缆外,串行通信的传输介质还可以是光纤或无线电波。

有多台设备需要交换信息时,通常把它们的串行通信口接至一条公共通信母线上,构成通信网络。由于大家都在一个网中,为了有效和可靠地收、发信息,必须事先制定一系列控制和管理数据交换的约定,称之为通信协议。现在已有一批用于不同场合的通信协议,例如以太网、Profibus总线、CAN总线等。表征网络通信性能的最主要指标是传输速率——比特率(bit/s),指每秒传输的二进制位(bit)数。有关网络通信的详细介绍请参阅本卷第3篇。

上节介绍的热轧厂自动化系统中的通信网络结构主要由三种网络实现(见图1.1-4)。

(1) 以太网。从基础自动化级往上,各级控制计算机都接在高速以太网上,其传输速率为100Mbit/s。



(2) GDM网。各区域的TDC接在GDM网上,彼此交换信息,GDM网为星形结构(西门子公司专用高速网)。

(3) Profibus网。检测驱动级和基础自动化级间的信息交换通过Profibus总线实现,最大传输速率为12Mbit/s。

## 1.5 电气传动、电力电子和数字控制

电气传动装置由拖动机械的电动机及其控制装置组成,把电能变成期望的运动能量,是电气传动自动化的基础。

电动机有直流电动机和交流电动机两大类,直流电动机又分他励(含并励)和串励两类;交流电动机又分异步电动机和同步电动机两类,其中同步电动机中还分励磁、永磁和磁阻等几种。直流电动机通过改变施加到电枢和/或励磁绕组上直流电压的大小来实现起、停和调速。交流电动机通过改变施加到电动机定子或转子绕组上交流电的电压和频率来起、停和调速。各种电动机的控制方法及特性将在本卷第4篇中详细介绍。

由于直流电动机本身转矩和磁链间的解耦性质,调速性能好,而交流电动机的转矩和磁链间存在强耦合和非线性,调速困难,加之交流变频、变压比直流变压困难,所以长期以来在要求调速的场合都是直流传动占统治地位。随着变频技术的进步和新型控制原理(矢量控制和直接转矩控制)的发明,无论是在控制性能还是在变频装置的价格方面,交流调速都已能和直流调速相比,加之交流电动机本身比直流电动机简单、可靠、便宜,所以现在交流调速已基本取代直流调速,直流调速只有少量使用。随着交流调速的发展、装置成本的降低,许多原来不调速的交流传动设备,例如泵和风机等,也都改用调速,取得节约电能、改善工艺过程、减少维护等显著效果。

电气传动控制装置由变频设备及其控制器组成。20世纪50年代以前,变频、变频都通过切换主电路电阻和用电动机发电机组变频实现,控制器由继电器、接触器、电机扩大机和磁放大器等组成,仅在极个别场合采用电子设备。20世纪60年代以后,晶闸管变频器问世,开始了以电力电子变换取代机组变频的进程。由于电力电子变换具有控制方便、灵活、响应快、可靠、体积小、价格低等优点,所以现代的电气传动变频装置已全部采用电力电子变换装置,在直流传动中有可控整流及斩波,在交流传动中有交流调压及变频等,所用到的器件有不可控器件(二极管),半控器件(晶闸管)及全控器件(IGBT、IGCT、IEGT等)。大功率晶体管(BJT)和门极关断晶闸管(GTO)曾使用一段时间,现已被更好的器件IGBT和IGCT淘汰。电力电子变换装置的控制器全部采用电子控制器,20世纪80年代以前为模拟控制,80年代后逐步改为数字控制,其核心为单片机、数字信号处理器(DSP)及专用数字集成电路等。数字控制的使用大大改进了控制,完善了诊断和保护,方便了与上级自动化层的信息交换,提高自动化水平。有关电力电子变换的详细介绍请参见本大典第2卷电力电子技术,数字控制器将在本卷第3篇介绍。

## 2 本卷内容概述

本卷共6篇,由三大部分组成:第一部分是第1篇概

论;第二部分是第2~4篇,基础知识部分;第三部分是第5、6篇,应用部分。

第1篇“概论”,是全卷的前言及公共部分,主要由三部分组成:第一部分是电气传动自动化概述;第二部分是与电气传动自动化有关的技术标准;第三部分是电磁兼容性与可靠性。

第2篇“电气自动控制策略”,讲述控制理论基础知识,如何设计系统使之精度高、运行稳定、响应快、抗扰动能力强,主要由四部分构成:第一部分为分析单变量输入、输出线性系统,以传递函数为基础的经典控制理论;第二部分为分析多变量输入、输出系统,以状态空间分析为基础的现代控制理论;第三部分是智能控制,介绍模糊控制、神经网络控制、仿人智能控制及遗传算法,针对控制对象不确定系统,具有自学习功能;第四部分是非线性系统控制理论及先进控制技术。

计算机是实现自动化的基础,在第3篇“计算机控制技术”中,介绍计算机的硬件、软件、通信和应用。第2~4章主要介绍硬件:计算机和处理器、通信接口和输入/输出接口。第5章介绍如何设计控制软件,为了便于应用和提高可靠性,控制用计算机已标准化,已有几类通用控制器。第6章介绍基本控制单元:嵌入式控制单元、PLC、多功能控制器。随着自动化范围扩大,从单机自动化到多机联动,直至整条生产线,已不能将所有控制功能集中于一台计算机,于是出现了分布控制系统。第7章介绍这类系统的特点及技术。由于信息交换已从电缆硬连接发展到网络通信,第8、9章介绍网络通信技术,前者是基于现场总线的通信,后者基于互联网。最后讲述计算机控制系统的可靠性问题。

第4篇“电气传动控制系统”,介绍电气传动基本知识。第1章是电气传动基础,讲述各种电动机的机械特性和运行状态、负载特性、电动机类型选择和容量计算、典型生产机械的工艺要求及其电气传动控制系统方案的选择。第2~4章分别是直流电动机、交流异步电动机和同步电动机的调速系统说明。第5章是伺服系统。最后是调节器工程设计方法。

第5篇“装备制造电气自动化”,属应用篇,分别介绍电气传动自动化在数控机床、工业机器人、柔性加工等领域中的应用,最后介绍装备制造中的特殊驱动技术:直线电动机驱动、磁悬浮驱动和非电磁类驱动(磁致伸缩、记忆合金、压电、超声、超导、静电、光、高分子等驱动)。

第6篇“电气传动自动化应用”,介绍电气传动自动化在其他行业中的应用,它们分别是:泵和风机的节能调速,在钢铁工业、有色金属工业、采矿工业、石油工业、造纸工业以及港口和起重行业中的应用。由于电力电子变换器在电气传动系统中的大量应用,给供电电网带来严重的谐波和功率因数问题,因此在本篇最后专门介绍电气传动自动化装置的谐波治理和无功补偿。

## 第2章 技 术 标 准

### 1 电气传动系统与设备的现行标准体系

一个国家(或专业,或企业)的所有标准,无论在质的方面或量的方面,都存在着客观的内在联系。它们之间应该是个由相互依存、相互衔接、相互补充、相互制约组成的有机整体。这个由标准组成的有机整体,就是标准体系。由电气传动系统与设备所有标准组成的有机整体,即称之为电气传动系统与设备专业的标准体系。

一般标准体系多用标准体系表的形式来表达。其内容可包括:

- (1) 一定时期内应列有的各项标准。
- (2) 各个标准之间相互连接、相互制约的内在联系关系。
- (3) 标准间的优先顺序(时间结构)。
- (4) 与其他专业标准间的配合关系。

#### 1.1 电气传动系统与设备专业的标准体系

电气传动系统与设备专业的标准体系表见图 1.2-1。其中:

(1) 标准间的连接制约关系,仅取决于系统连接要素间的对接、协调与配合的功能要求。凡两标准间有制约的连接关系,即用“实连线”连起来标示。多个标准间有制约的连接关系,则用“加黑点的实连线”来标示。

(2) 表中所标示的任何有制约的连接,都不应涉及标准级别的升降。当某些标准级别若有升降变化时,其所在体系中的位置关系,则不应受到任何性质的牵涉影响。原有的制约连接关系,亦须维持不变(即标准要素间的关系不随标准的升级而升级,反之,亦然)。

(3) 每个填注标准项目名称的方框,既能视作是一个标

准,亦能看成是若干个标准的集合体。甚至,再使其拆分扩展而构成一个局部独立的标准子体系。反之,在某些特定的条件下,亦有可能使某些已拆分构成的标准子体系,又逐渐地归并、削减,继而成为一个齐全完备的专项标准。

(4) 依据体系构成的隶属关系,允许将同类型异功能的标准,分布于不同的布区层次之中。在某些必要的情况下,亦允许再将它们从不同的布区层次中单独抽出,另行集中地组合成一个共性的专题标准体系(例如,各类热带型产品的标准体系)。

此间,表中所列入的基础标准,实际包括:电工术语、电工参数、标志、设备与人身安全、电工制图与文件编制,以及使用环境条件等类标准。

调速电气传动系统标准,包括有:

GB/T 12668.1—2002《调速电气传动系统 第1部分:一般要求 低压直流调速电气传动系统额定值的规定》、GB/T 12668.2—2002《调速电气传动系统 第2部分:一般要求 低压交流调速电气传动系统额定值的规定》、GB/T 12668.3—2003《调速电气传动系统 第3部分:产品的电磁兼容性标准及其特定的试验方法》。

GB/T 12668.4—2006《调速电气传动系统 第4部分:一般要求 交流电压1kV以上但不超过35kV的交流调速电气传动系统额定值的规定》、GB/T 12668.5《调速电气传动系统 第5-1部分:安全要求 电气、热和能量》、GB/T 12668.6《调速电气传动系统 第6部分:带负荷运行和对应额定电流形式测量导则》。

低压开关设备和控制设备、控制器-设备接口标准,包括有:GB/T 18858.1—2002《低压开关设备和控制设备 控制器-设备接口(CDI) 第1部分:总则》、GB/T 18858.2—2002《低压开关设备和控制设备 控制器-

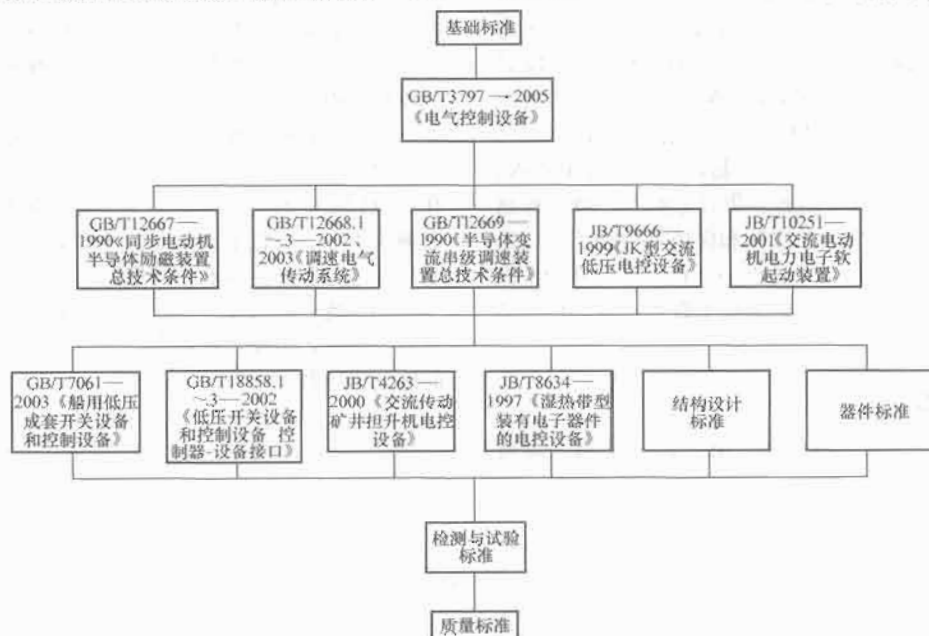


图 1.2-1 电气传动系统与设备专业的标准体系表

设备接口 (CDI) 第2部分: 执行器传感器接口 (AS-i)》、GB/T 18858.3—2002《低压开关设备和控制设备 控制器-设备接口 (CDI) 第3部分: DeviceNet》。

结构设计标准包括: 造型设计; 柜、台、插箱及插件的基本尺寸系列; 电磁屏蔽、防静电、防错插、定位/接地设施; 印制电路板的设计和使用; 结构制造加工工艺等系列标准。

器件标准包括: 装于控制设备上的接触器、继电器、起动器、控制电路电器、控制与保护开关电器 (设备)、不间断电源设备 (UPS)、可编程控制器、半导体器件及其散热器、半导体变流器、风机等类 (系列) 标准。

检测与试验标准包括: 电控设备的基本试验方法; 电工电子产品着火危险试验; 固体绝缘材料在潮湿条件下相比电痕化指数和耐电痕化指数的测定方法; 机电元件的基本试验规程及测量方法; 印制电路板的测试方法; 设备的热性能评定; 强迫风冷的热特性测试方法; 电子设备雷击试验方法; 设备可靠性试验; 电磁兼容的试验与测量方法; 设备干扰与抗干扰的试验与测量方法等类 (系列) 标准。

质量标准包括: 设备干扰与抗干扰的防护方法; 电磁兼容条件、限值与要求; 可靠性程序与评定等类 (系列) 标准。

具体分布标准的列项内容, 详见本章附表; 常用标准目录中所列。

## 1.2 电气传动系统与设备的国际标准体系

国际电工委员会 (IEC) 是国际上最早成立的非政府性的电工标准化组织。其宗旨是: 通过制订和颁布国际电工标准, 以帮助各个国家的国家委员会, 在其国家的允许条件下, 致力于使各国家标准尽可能地与国际电工标准取得统一协调。

IEC 是联合国经济及社会理事会的甲级咨询机构。它与国际标准化组织 (ISO) 同是法律上独立的国际性的标准化组织, 在相互自愿合作的协议下, IEC 仅承担有关电工领域的国际标准化工作。

按电工领域的专题类别, IEC 设有依次编号的技术委员会 (TC) 和分技术委员会 (SC)。然后, 再在 TC 或 SC 下组成专题标准的起草工作组 (WG)。

各个国家委员会, 依据本国的需要, 自行采用 IEC 标准。随后, 再结合本国所颁布的各类标准, 共同组成本国自己的专业 (或相关类别产品) 的标准体系。

尽管 IEC 已颁布了许多分门别类的国际电工标准, 但 IEC 从没研究或讨论过这些标准间的整体构成体系。有时, 某些 TC (或 SC) 也会作些起草制订规划性的标准体系, 但多是些单课题类别性的分项起草成组体系 [例如, 在 IEC 60917-1 标准中, 所示出的 25 (mm) 模数结构的标准体系构成, 见图 1.2-2]。

针对电气传动系统与设备, 用低压接触器-继电器组成的电气传动控制设备, 似应归类于执行由 TC17 (开关设备和控制设备) 技术委员会的 SC 17D (低压开关设备和控制设备的组合装置) 分技术委员会组织起草拟定的 IEC 60439-1: 1999《低压开关设备和控制设备组合装置 第1部分: 已通过型式试验和部分型式试验的组合装置》标准。而装有电子器件的调速电气传动系统与设备的调速标准, 则由 TC22 (电力电子系统和设备) 技术委员会的 SC22G (可调速电气传动系统用半导体电力变流器) 分技术委员会组织起草拟定。但是, 在这两类标准和两个 SC 之间, 并不存在与之统一协同的标准体系, 也没有整个电气传动系统与设备专

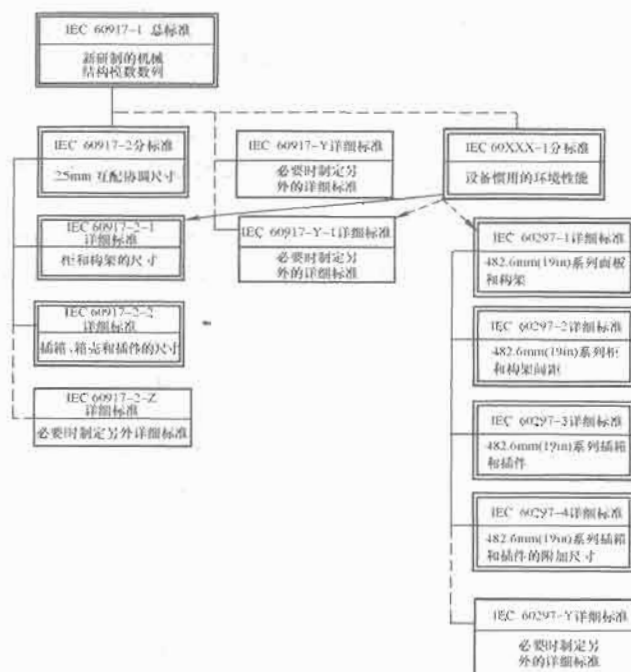


图 1.2-2 25 (mm) 模数结构的标准体系构成

业的标准规划体系。目前, 仅从文件上能看到的只是属于电气传动专业的 SC22G 相关标准的构成 (见图 1.2-3)。

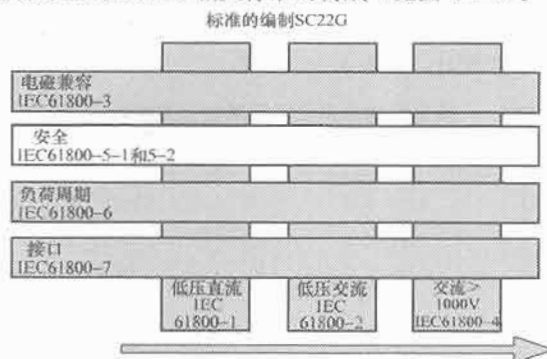


图 1.2-3 SC22G 相关标准的构成

## 1.3 常用的国内外技术标准对照简况

依图 1.2-1 体系的分类, 按本章附表中所列出的常用标准数量, 采用国际标准的统计, 即可得出表 1.2-1 中所列出的数据。

表 1.2-1 常用标准的采标统计 单位: 个

标准类别	现有标准数	采用国际标准数	等同 (IDT) 采标数	等效 (MOD) 采标数	非等效 (NEQ) 采标数
术语	23	16	7	2	7
参数	10	9	3	4	2
标志	14	14	12	2	0
安全	25	19	8	9	2
图样	41	34	20	8	6
环境条件	19	10	2	1	7
设备	14	7	6	1	0
器件	18	11	5	5	1
结构	28	18	17	0	1
质量	20	19	15	1	3
检试	55	49	43	4	2
总计	267	206 (占现有标准数的 77.15%)	138 (占采标数的 66.99%)	37 (占采标数的 17.96%)	31 (占采标数的 15%)

表中,作为体系核心部分的电气传动系统与设备的标准总数,为14个。其中,已采用国际标准的有7个(6个等同——双号标准和1个等效,仅占50%),分别是:

GB/T 12668.1—2002《调速电气传动系统 第1部分:一般要求 低压直流调速电气传动系统额定值的规定》等同于 IEC 61800-1:1997 标准;

GB/T 12668.2—2002《调速电气传动系统 第2部分:一般要求 低压交流调速电气传动系统额定值的规定》等同于 IEC 61800-2:1998 标准;

GB/T 12668.3—2003《调速电气传动系统 第3部分:产品的电磁兼容性标准及其特定的试验方法》等同于 IEC 61800-3:1996 标准;

GB/T 18858.1—2002《低压开关设备和控制设备 控制器-设备接口(CDI) 第1部分:总则》等同于 IEC 62026-1:2000 标准;

GB/T 18858.2—2002《低压开关设备和控制设备 控制器-设备接口(CDI) 第2部分:执行器传感器接口(AS-i)》等同于 IEC 62026-2:2000 标准;

GB/T 18858.3—2002《低压开关设备和控制设备 控制器-设备接口(CDI) 第3部分:DeviceNet》等同于 IEC 62026-3:2000 标准;

GB/T 7061—2003《船用低压成套开关设备和控制设备》等效于 IEC 60092-302:1997 标准。

待采标的常用国际标准(见本章附表中的国际标准列项)的分类统计,如表1.2-2所列。

表 1.2-2 待采标的常用国际标准的分类统计

类 别	待采用的国际标准数(个)	占总数的百分比(%)
基础	5	11.62
安全	18	41.86
设备	9	20.9
器件	6	13.95
结构	1	2.32
质量	4	9.3
总数	43	

待采标的重点是:设备和安全两类国际标准。其中,设备(占采标总数的20.9%)包括:IEC 60439-1~5《低压开关设备和控制设备组合装置》(5个国际标准),主要是在电气传动系统与设备上直接采标贯彻;IEC 61800-4~6《调速电气传动系统》(3个国际标准),重点是配合调速电气传动标准体系;IEC 62208:2002《低压成套开关设备和控制设备空壳 一般要求》,借以提出具体(且明确)对电气传动设备空壳体的技术要求。

因安全(占采标总数的41.86%)标准是电气传动专业的认证重点,理应尽速地明确与配齐本专业的强制性标准。

## 2 电气控制设备(摘自 GB/T 3797—2005)

### 2.1 范围

适用于在额定电压为交流不超过1000(1140)V,频率不超过1000Hz,直流额定电压不超过1500V的电气控制设备。

### 2.2 技术要求(摘要)

(1) 使用条件——环境温度不超过+40℃(相对湿度不

超过50%)~—5℃(或+5℃)。海拔不超过1000m。供电电源符合该标准的规定。

(2) 噪声——设备在正常工作时,产生的噪声不大于70dB。

(3) 最小电气间隙——额定绝缘电压250V及以下的为5mm,380V及以下的为6mm,500V及以下的为8mm。

(4) 最小爬电距离——额定绝缘电压250V及以下的为8mm,380V及以下的为10mm,500V及以下的为12mm。

(5) 绝缘电阻——每伏标称电压至少1000Ω。

(6) 工频耐受电压——额定绝缘电压60V及以下的为1000V,300V及以下的为2000V,690V及以下的为2500V。不由主电路供电的辅助电路,额定绝缘电压12V及以下的为250V,60V及以下的为500V,大于60V 2倍额定绝缘电压+1000V(最低1500V)。

(7) 温升——可接近的金属外壳(覆板)的为30K。金属的手动操作件的为15K,绝缘的手动操作件的为25K。外连导线的端子的为70K。

(8) 连于接地点上的保护导线——设备相导线截面积为16mm<sup>2</sup>及以下,PE、PEN线最低同于相导线截面积。35mm<sup>2</sup>及以下的,PE、PEN线最低为16mm<sup>2</sup>,且接地点与裸露导电件间的电阻,不大于0.1Ω。

(9) 设备的外壳防护等级——一般不低于IP2X。

(10) 主电路母线(绝缘导线)的色标——A相为黄色,B相为绿色,C相为红色,零线(中性线)为淡蓝色,安全接地线为黄、绿双色。正极为棕色,负极为蓝色,接地中线为淡蓝色。

(11) 主电路的相序排列——A相处于上方、左方或远方,B相处于中间,C相处于下方、右方或近方。正极处于上方、左方或远方,负极处于下方、右方或近方,中性线为最下方、最右方或最近方。

(12) 电磁兼容(EMC)——在该标准规定的低频或高频扰动下,设备仍能正常工作。在该标准规定的试验发射下,设备应能满足其所界定的限制值,以免设备会对电网和环境造成污染而干扰其他设备。

## 2.3 主要试验

(1) 外壳防护等级试验。

(2) 介电性能试验——作冲击耐受电压试验时,每个极应施加3次、1.2/50μs的冲击电压,间隔时间至少为1s。作工频耐受电压试验时,试验电压为正弦波,频率在45~62Hz之间。开始施加时的电压,不超过试验电压的50%,然后在几秒钟之内稳定增高至规定的最大值,并维持5s。试后逐渐下降电压至零。出厂试验的施加时间为1s。

(3) 电气性能试验。

(4) 温升试验。

(5) EMC试验。

(6) 振动试验。

## 3 交流电动机电力电子软起动装置(摘自 JB/T 10251—2001)

### 3.1 范围

适用于额定电压1140V(1200V)以下三相交流异步电动机晶闸管调压电力电子软起动装置。

### 3.2 技术要求(摘要)

(1) 额定电压——交流380V、660V、1140V。



(2) 额定绝缘电压——230V 及以下的为 500V, 660V 及以下的为 660V, 1140V 及以下的为 1200V。

(3) 最小电气间隙——额定绝缘电压 660V 及以下的为 8mm, 1200V 及以下的为 14mm。

(4) 爬电距离——额定绝缘电压 660V 及以下的为 9mm, 1200V 及以下的为 18mm。

(5) 绝缘电阻——不小于 1MΩ。

(6) 介电强度——主电路为 2 倍额定绝缘电压+1000V (最低 1500V)。不与主电路连接的辅助电路, 额定绝缘电压 60V 及以下的为 250V, 250V 及以下的为 500V, 大于 250V 的为 2 倍额定绝缘电压 1000V (最低 1500V)。

(7) 温升——连于低压电器上的搪锡铜母线 65K, 连于半导体器件上的搪锡铜母线的为 55K。与半导体器件相连的绝缘导线的为 45K。接于发热件上的绝缘导线的为 65K。

(8) 外壳防护等级——户内为 IP2X, 户外至少为 IP3X。

(9) 噪声——装置运行所产生的噪声, 不大于 80dB。

(10) 软起动——是指装置输出电压由某一软起动基值电压上升至额定电压 (包括维持电流控制), 以使电动机在限制力矩的条件下, 从静止开始平滑加速至额定转速。根据需要, 可调节的起动基值电压的推荐范围为 25%~75% 的额定电压。可调节的起动斜坡上升时间范围, 应等于或大于 1~60s。

(11) 软停车——是指装置输出电压由额定电压阶跃下降至软停车基值电压, 再按某一斜坡下降至断开电压, 然后突降为零。以使电动机由额定转速平滑减速, 直至零速。根据需要, 可调节的斜坡下降时间的范围, 应等于或大于 1~60s。

(12) 限流起动控制——可连续调节起动限流值的范围, 应等于或大于 1~4 倍额定电流。

(13) 突加负载——电动机从空载状态到突加 100% 负载时, 应在 200ms 内响应完毕, 且不发生堵转。

### 3.3 主要试验

(1) 介电强度试验。

(2) 温升试验。

(3) 轻载试验。

(4) 软起动特性试验。

(5) 软停车特性试验。

(6) 限流起动控制试验。

(7) 控制单元高低温循环试验。

## 4 低压直流调速电气传动系统 (摘自 GB/T 12668.1—2002)

### 4.1 范围

适用于连接交流电源电压 1kV 及以下、一般用途的直流调速传动系统。不适用于牵引传动和电动车辆传动。

### 4.2 技术要求 (摘要)

(1) 输入电压。110V、220V、380V 和 660V。

(2) 过载能力。除另有要求, 应按下列方式中的一种来标定过载能力。

1) 在额定输出电流下连续运行后, 在 150% 的额定输出电流下运行 45s。随后, 有一段时间负载电流小于额定电流。在此期间, 整个工作循环输出电流有效值不超过额定输出电流。

2) 在额定输出电流下连续运行后, 在 125% 的额定输出电流下运行 1min。随后, 有段时间负载电流小于额定电流。在此期间, 整个工作循环输出电流有效值不超过额定输出电流。

3) 在额定输出电流下连续运行后, 在 110% 的额定输出电流下运行 1min。随后, 有一段时间负载电流小于额定电流。在此期间, 整个工作循环输出电流有效值不超过额定输出电流。

(3) 转速范围。采用电枢电压控制调速的范围应不低于 8:1。

采用电动机弱磁法, 可将这一转速范围拓宽到最大转速 (根据电动机的额定值而定)。

(4) 稳态性能。包括输出转速、转矩等传动变量的稳态性能。

1) 偏差带是指由于使用条件或工作条件在其规定范围内变化, 直接受控变量在稳态条件时的总偏移。可选的最大偏差带为  $\pm 20\%$ 、 $\pm 10\%$ 、 $\pm 5\%$ 、 $\pm 2\%$ 、 $\pm 1\%$ 、 $\pm 0.5\%$ 、 $\pm 0.2\%$ 、 $\pm 0.1\%$ 、 $\pm 0.05\%$ 、 $\pm 0.02\%$  或  $\pm 0.01\%$ 。

2) 使用偏差带 (极限)。在检测期间, 运行变量维持不变的情况下, 在任何一组使用条件下, 在加热时间之后的任何 1h 时间内, 不应超过制造厂商规定的使用偏差带。

3) 工作偏差带 (极限)。在检测期间, 使用条件保持不变的情况下, 在指定的运行变量范围内, 不应超过直接受控变量的工作偏差带。

(5) 动态性能。若动态性能很重要, 则应规定出所要求的对特定扰动的动态响应。

(6) 能耗制动。当配有能耗制动 (停止) 时:

1) 根据变频器的额定值, 变频器应以 110%、125% 或 150% 额定电流制动一个负载。

2) 能耗制动电阻, 应能吸收 2 倍于电动机最大转速时储存的旋转能量 (电阻器开始时处于环境温度)。

3) 在被传动的设备具有大的可变惯量时 (如卷取机), 传动系统应能制动所储存的最大能量。能耗制动电阻器开始处于环境温度下, 能量额定值应足以使传动系统从任何工作转速停止一次; 在最高转速时, 最大的能耗制动电枢电流为 150% (被传动设备的惯量应由用户提供)。

(7) 能耗减速。当配有能耗制动 (减速) 时, 处于环境温度的电阻器, 应能吸收电枢和被传动设备从最大转速到最小转速的 2 次连续的制动过程中所储存的全部旋转能量。

### 4.3 专门试验

(1) 额定值试验——包括轻载、负载、负载工作制、允许的满载电流与转速的关系、温升、效率、网侧电流谐波含量、功率因数、均流、均压、辅助部件的检验、保护部件协调性的检验、异常使用条件下性能的检验、轴电流/轴承的绝缘、音频噪声、电动机振动、电磁兼容性和成套传动模块输出电流的谐波含量试验项目。

(2) 动态试验——包括电流限值 and 电流环、转速环、转矩脉动、自动再启动和磁通环试验项目。

## 5 低压交流变频电气传动系统 (摘自 GB/T 12668.2—2002)

### 5.1 范围

适用于连接交流电源电压 1kV 以下, 负载侧频率达



600Hz,一般用途的交流调速传动系统。不适用于牵引传动和电动车辆传动。

## 5.2 技术要求(摘要)

(1) 运行特性——可包括定时加速、定时减速、点动、可调电流限幅、能耗制动、反向、再生(制动)、电网滤波、输入/输出数据处理(模拟/数字)、自动再启动、(转矩)提升、直流制动和预充电电路中的一或多项。

(2) 故障监控——可包括外部故障、输出功率部分故障、瞬时过电流、过热(变流器)、无冷却空气、电动机过载、辅助电源故障、电源过电压/欠电压、电源缺相、内部控制系统故障和调节器/功率电路诊断。

(3) 输入电压——110V、220V、380V和660V。

(4) 过载能力——与低压直流调速电气传动系统相同[见本章4.2(2)]。

(5) 工作频率范围——制造厂应给出变流器能维持其规定的稳态输出电流时的工作频率范围。

(6) 稳态性能——与低压直流调速电气传动系统相同[见本章4.2(4)]。

(7) 动态性能——若动态性能很重要,则应规定出所要求的对特定扰动的动态响应。

(8) 能耗制动——与低压直流调速电气传动系统相同[见本章4.2(6)]。

(9) 能耗减速——当配有能耗制动(减速)时,处于环境温度的电阻器,应能吸收电动机和被传动设备从最大转速到最小转速的6次连续的制动过程中所储存的全部旋转能量。变流器应能够控制上述过程中的交流电流。

(10) 直流制动——也可采用直流制动,但通常用于电动机额定值较小的情况。

## 5.3 专门试验

(1) 额定值试验——试验项目同于低压直流调速电气传动系统的规定[见本章4.3(1)]。

(2) 动态试验——包括电流限值和电流环、速度环、转矩脉动和自动再启动试验项目。

## 6 1~35kV交流调速电气传动系统(摘自GB/T 12668.4)

### 6.1 范围

适用于变流器电压(线电压)为交流1~35kV、负载侧频率至600Hz的电气传动系统。不包括铁路牵引传动和电动车辆传动。

### 6.2 技术要求(仅列目)

#### 6.2.1 定义

#### 6.2.2 电气传动系统拓扑结构概述

(1) 拓扑结构分类。

(2) 变流器配置。

(3) 电动机类型。

(4) 旁路和冗余配置。

(5) 再生制动和能耗制动。

#### 6.2.3 使用条件

(1) 安装和运行。

(2) 运输。

(3) 设备存放。

### 6.2.4 额定值

(1) 电气传动系统(PDS)。

(2) 变流器。

(3) 变压器。

(4) 电动机。

### 6.2.5 控制性能要求

(1) 稳态性能。

(2) 动态性能。

(3) 过程控制接口性能。

### 6.2.6 PDS系统的主要部件

(1) 职责。

(2) 变压器。

(3) 变流器和相关的控制装置。

(4) 电动机。

### 6.2.7 PDS系统集成要求

(1) 一般条件。

(2) 电压1000V以上的部件集成。

(3) 保护接口。

(4) 被传动设备接口。

### 6.2.8 效率确定

(1) 一般要求。

(2) 单项损耗法。

(3) 满载系统试验。

## 6.3 主要试验项目

(1) 变流器和控制装置的标准试验项目包括:绝缘、轻载和运行、额定电流/输出、过电流能力、均流、均压、相间纹波电压和纹波电流、功率损耗确定、温升、固有电压调整率测量、辅助设备检查、控制装置特性检查、保护装置检查、声频噪声(现场调试)、功率因数和未包括进去的性能试验。

(2) 传动系统试验项目包括:轻载试验、负载特性试验(负载包迹试验)、负载工作制试验(间歇负载试验)、允许满载电流-转速试验、温升试验、效率、网侧电流畸变含量、功率因数、辅助设备检查、保护设备协调性检查、异常使用条件下的特性检查、轴电流/轴承绝缘、音频噪声、转矩脉动、电动机振动、EMC试验、电流限制和电流环试验、转速环试验和自动再启动/再加速。

## 7 调速电气传动系统的电磁兼容(摘自GB/T 12668.3—2003)

### 7.1 范围

电气传动系统(PDS)是指那些安装在工业环境和民用环境的PDS,但牵引和电动车辆应用不包括在内。

在工业和公共场合中要求确保PDS有充分的电磁兼容性(EMC)等级。然而要求的等级不可能包括极少可能发生的极端情况,没有考虑到因故障状况而引起的PDS电磁兼容性性能的变化。

该标准的目的是确定PDS的限值和试验方法。包括:对抗扰度的要求和防电磁发射的要求。电磁发射可能引起对其他电子设备(如无线电接收机、测量和计算设备)的干扰。要求抗扰度是为了保护设备免受连续的和瞬时的传导性和辐射性(包括静电放电)骚扰。考虑到经济原因,在发射要求和抗扰度要求之间,应根据PDS的实际环境进行折中。

该标准确定了对 PDS 电磁兼容性的最低要求。但未对设备的所有安全要求作出规定,如防电击、绝缘的配合和相关的绝缘试验、不安全操作或者故障的不安全影响。

## 7.2 技术要求(仅列目)

### 7.2.1 定义

### 7.2.2 公共要求

### 7.2.3 抗扰度要求

- (1) 一般条件。
- (2) 基本抗扰度要求——低频骚扰。
- (3) 基本抗扰度要求——高频骚扰。
- (4) 抗扰度要求的应用——统计方面。

### 7.2.4 发射要求

- (1) 低频领域中基本的发射限值。
- (2) 高频试验条件。
- (3) 基本高频发射限值。
- (4) 发射要求的应用——统计方面。

### 7.2.5 安全性的最低要求

- (1) 抗扰度试验期间的安全性。
- (2) 工作期间的安全性。
- (3) 与该标准相关的安全性。

## 8 调速电气传动系统的安全要求(摘自 GB/T 12668.5)

### 8.1 范围

该标准规定了对调速电气传动系统或其元件有关电气、热和能量安全方面的要求。除接口要求外,该标准不覆盖被传动设备。该标准适用于包括电力变流设备、传动控制设备和电动机的调速电气传动系统。但不包括牵引传动和电动车辆传动。该标准适用于连接交流电源电压 1kV 以下的直流传动系统,以及变流器输入或输出电压 35kV 以下的交流传动系统。

### 8.2 技术要求(仅列目)

#### 8.2.1 术语

#### 8.2.2 防触电、热和能量危险的保护

- (1) 一般要求。
- (2) 防触电保护。
  - 1) 决定性电压等级。
  - 2) 直接接触防护。
  - 3) 直接接触情况下的保护。
  - 4) 间接接触防护。
  - 5) 绝缘。
  - 6) 固体绝缘。
  - 7) 外壳。
  - 8) 布线和连接。
  - 9) 短路要求。
  - 10) 剩余电流保护装置(RCD)的兼容性。
  - 11) 电容器放电。
  - 12) 高压产品的接近条件。
- (3) 防热危险保护。
  - 1) 引燃危险的最小化。
  - 2) 绝缘材料。
  - 3) 外壳材料的可燃性。
  - 4) 温度极限。

#### (4) 防能量危险的保护。

- 1) 电能危险。
- 2) 机械能量危险。
- 3) 噪声发射。

### 8.2.3 试验要求

#### (1) 一般要求。

(2) 试验规范包括外观检查、机械试验(电气间隙和爬电距离、印制电路板的非正常工作试验、不可接近性试验、外壳的完整性试验和变形试验)、电气试验(脉冲电压试验、交流或直流电压试验、局部放电试验、保护阻抗、漏泄电流测量、短路电流试验、电容器放电、组件击穿试验、温升试验和保护连接)、非正常工作试验(一般要求、单相运行、风机电动机停止运行和过滤器堵塞)、材料试验(大电流电弧引燃试验、最终产品耐电弧性试验、灼热丝试验、热丝引燃试验和可燃性试验)。

### 8.2.4 信息和标志的要求

## 9 调速电气传动系统带负荷运行和对应额定电流形式的选择(摘自 GB/T 12668.6)

### 9.1 范围

该标准为调速电气传动系统(PDS)额定值的规定、尤其是其基本传动模块(BDM)额定值的规定提供可供选择的方法。不覆盖牵引调速传动。

### 9.2 技术要求(仅列目)

#### 9.2.1 术语、定义和符号

#### 9.2.2 额定值

- (1) 一般要求。
- (2) 确定半导体组件和设备额定电流—时间值的系统。
- (3) 设备和部分的额定电流。

#### 9.2.3 非重复性负载工作制的类别

## 10 船用电气传动控制设备(摘自 GB/T 4798.6—1996)

详细的导则见 GB/T 4798.10《电工电子产品应用环境条件 导言》。

标准中分别给出了气候环境条件(K)、生物环境条件(B)、化学活性物质(C)、机械活性物质(S)和机械环境条件(M)为数有限的一些等级。对一个具体产品,应引用一组完整的等级,如:6K3/6B1/6C2/6S1/6M3。

最低的等级 6K1/6B1/6C1/6S1/6M1 的组合是安装在非机械推进船舶有气候防护部位的产品将承受的环境条件。

最高的等级 6K5/6B2/6C3/6S3/6M4 的组合适用于在大部分类型的船舶环境条件很严酷的部位安装的产品。

一个等级的环境条件,往往包括一些等级较低的严酷程度数据。对某些环境参数,目前还不能给出定量的严酷等级。

## 11 热带用电气传动控制设备(摘自 JB/T 4159—1999)

### 11.1 气候防护类型及使用环境条件

热带电工产品的气候防护类型,分为湿热型(TH)、干热型(TA)、干热沙漠型(TS)和干湿热合型(T)。

热带电工产品各类气候防护类型的使用环境条件是从空

气温度、大于或等于95%相对湿度的最高温度、空气最低相对湿度、太阳辐射的最大强度、最大降雨强度、地表沙土的最高温度、1m深土壤的最高温度、冷却水的最高温度、阳光直射下黑色物体表面的最高温度、霉菌、最大风速、雷暴和沙土等环境参数来作区分的。

### 11.2 热带电工产品环境的技术要求(摘要)

(1) 各类热带电工产品应根据产品环境因素的敏感程度,确定其所选用的环境因素项目及相应的防护类型。

(2) 户外使用的热带电工产品,在确定产品温升限度时,应根据各类产品的结构特点,以及受太阳辐射影响程度的不同,留有一定的温升裕度,并在有关热带电工产品标准中规定。

(3) 热带地区所使用的热保护装置,应尽量设置温度补偿,以保证环境温度变化时能可靠的工作。没有温度补偿的热继电器,应考虑整定时的环境温度。

(4) 由于湿热地区雷暴比较频繁,设备应考虑防雷措施。

(5) 用于热沙漠地区的接线盒外壳,防护等级应不低于IP54。采用空气冷却的机组,进风口应有滤尘措施。

(6) 户外使用的电气装置,应采取遮阳措施,以减少太阳辐射影响。户外用的接线盒的外壳,应采取密封或增压通风型产品,以减少沙尘危害。

(7) 干热沙漠地区,夏季地表温度可达80℃,电缆不宜直接置于沙地表面,应安置在防护好的电缆桥架上。

### 11.3 热带电工产品的结构与设计简要要求

(1) 密封外壳应考虑:避免使用能产生挥发性气体的材料,以减缓内部金属件的腐蚀;应选用防潮、防霉和耐老化、耐低温的材料,作密封材料;密封外壳应光滑,避凹陷、锐边或棱角,以免积水、积尘导致腐蚀;应在干燥的环境下密封装配,以免内部空气不洁或温度变化产生凝露,使金属件腐蚀。

(2) 防护式外壳(或不安全密封的外壳)应考虑:加强内部绝缘件的防潮抗霉能力;提高内部金属件表面防护层耐盐雾腐蚀的性能;有昆虫及其他有害动物危害的场所,外壳应加防护网罩。

(3) 较大型的户外密封结构,为防止日夜温差大形成的凝露积水,底部应设露水流出口。

(4) 因凝露而导致表面绝缘下降,湿热型和干湿热型电工产品应增大爬电距离(或另选优良材料)。

### 11.4 材料的选用简要要求

(1) 应选用防潮、抗霉、耐盐雾、耐热、耐寒冷性能良好的材料。

(2) 不得应用未经防护处理的天然纤维材料及其制品。

(3) 干热型、干热沙漠型产品,可选用湿热型产品使用的材料,但应保证能经受干热气候条件(高温、干燥、温差大等)的影响。

### 11.5 工艺防护简要要求

(1) 黑色金属结构件表面,应加保护层。

(2) 铝合金的结构件,应经阳极氧化或化学氧化处理。

(3) 钢零件表面的保护镀层,可采用镀锌、钝化处理。为避免装配时影响镀层质量,可再涂覆一层气干清漆,以提高防腐性能。

(4) 应尽量采用黄铜加镀层的铭牌或标志牌。

## 12 电工电子产品的产品认证

(质量)认证是:由第三方对产品、过程或服务满足规定要求给出书面保证的程序。

### 12.1 产品质量认证的三个层级

(1) 国家认证——是目前世界上最多的一种产品质量认证方式。一般由全国性的产品认证机构,依据国家有关法规和标准来组织和管理其规定领域的产品质量认证工作,而且一般都有其特定的产品质量认证标志。

(2) 区域认证——是由区域认证机构(如欧洲标准化委员会、欧洲电工标准化委员会等)依据区域标准来组织和管理其规定领域的产品质量认证工作。

(3) 国际认证——一般是由国际认证机构(如IECQ等)依据国际标准来组织和管理其规定领域内的产品质量认证工作。

### 12.2 合格认证和安全认证

依据产品质量认证标准的属性,可分成合格认证和安全认证。

合格认证的主要依据是产品标准,它是由处于第三方的产品质量认证机构证实某一产品具备认证标准(包括产品标准和质量体系标准)的活动,也就是由第三方对产品、过程或服务达到规定要求给出书面保证的程序。

随着社会科学技术的进步,产品安全性即产品在生产、储存和使用过程中保证人身财产免受危害的程度,成为现代产品质量的主要内容,尤其是电气设备等产品,安全性更为重要。因此,就产生出以产品安全标准为认证依据的产品安全认证。经安全认证合格的产品使用特定的安全认证标志。

国际上著名的安全认证有美国保险商试验室(UL)和美国电工产品检验所(ETL)组织和管理的UL安全认证和ETL安全认证。它以安全标准为主要依据,对电气防盗与防火设备及材料产品进行认证。认证合格的授予UL和ETL安全认证标志。

### 12.3 自愿性认证和强制性认证

自愿性认证,由产品生产企业自愿申请。

强制性认证,是国家通过法律、法规对一些特点的产品实行强制的产品质量认证,非经认证合格的产品不准进入市场。它一般适用于涉及人体健康和安全的產品。因此,安全认证一般属于强制性认证。

### 12.4 质量认证的基本原则

(1) 公正性原则。质量认证应由具有明确法人地位的第三方认证机构来承担,并接受相应的监督管理,依靠其公正、科学、有效的认证服务取得权威和信誉。

(2) 透明度原则。认证的规则、程序、依据、内容与方法均应公开,既能让认证申请人获知有关认证的上述信息,避免形成技术壁垒,阻碍贸易,又能避免认证机构之间的不正当竞争。

(3) 积极采用国际标准原则。质量认证活动中应以国际标准为主要准则和依据,以消除贸易技术壁垒,这就是积极采用国际标准原则。

(4) 自愿申请、严格监督原则。除了强制性的安全认证

及特殊领域的质量体系认证之外,产品合格认证、质量体系注册/认证和实验室认可过程中,都应坚持自愿申请。不许以行政等其他方式强迫申请认证,但颁发认证证书和标志后应加强监督,这就是自愿申请、严格监督原则。

(5) 不断促进质量体系有效运行原则。质量认证的最终目的,在于促进企业或其他组织强化技术和管理基础,建立和完善适用的质量体系,使其有效运行,以不断提高产品质量,增强市场竞争能力,获得长期的成功和发展。这就是不断促进质量体系有效运行原则。

(6) 消除贸易技术壁垒原则。质量认证活动的开展不能产生贸易技术壁垒,阻碍国内外贸易,相反应消除贸易技术壁垒,促进市场公平、公开和公正的质量竞争,这就是消除贸易技术壁垒原则。

## 12.5 我国产品认证概况

在我国,电工、电子产品的认证虽起步较晚,但二十年来发展迅速。中国电工产品认证委员会(简称CCEE)于1984年10月成立,在原国家技术监督局的管理下开展对电工产品的安全认证工作。认证的产品范围包括电线电缆、低压电器、电动工具、计算机、电视机、音响、收录机、空调、冰箱、洗衣机、照明电器及安全零部件等。1985年9月经国家技术监督局授权,IEC中国国家委员会和原国家出入境检验检疫局认可,CCEE代表中国加入了国际电工委员会电工产品合格测试认证组织(IECEE),并于1989年6月加入国际电工委员会电工产品安全标准测试结果的互认体系(IECEE-CB),成为可以颁发和认可CB测试证书的国家认证机构。同期,原中华人民共和国进出口商品检验检疫局也制定了进口商品安全质量许可制度,对进口产品开展进口产品许可检验(简称CCIB)。通过这两个机构的工作,使中国大多数制造商认识到产品安全的重要性,逐渐认可了产品安全认证的制度。近二十年来,两机构共颁发认证、许可证书逾十万张,为我国进一步开展产品认证工作奠定了良好的基础。

为了履行中国加入世界贸易组织(WTO)的承诺,实现强制性产品认证的“四个统一”(统一目录、统一标准技术法规和合格评定程序、统一标志、统一收费)要求,国家质量监督检验检疫总局、国家认证认可监督管理委员会(CNCA)决定从2002年5月1日起;停止受理原进口商品安全质量许可证书(CCIB标志)及安全认证合格证书(“长城”标志即CCEE标志)认证申请,开始统一受理中国强制性产品认证(用CCC标志)申请。CCC(简称3C)认证的产品检测依据是中国国家标准(GB标准)或部分行业标准。首批被列入强制管理的产品目录有19大类计132种产品,主要针对涉及人类健康和生命、动植物生命和健康,以及环境保护和公共安全的产品实行强制性认证。

由于3C认证产品的市场覆盖率超过90%,从而产生了巨大的社会效益。许多国家的主流媒体都连篇累牍地报道中国3C认证的实施情况。3C认证从受理到颁证一整套的程序,还受到IEC秘书处的高度赞扬,认为其先进性在国际上也是处于前位的。

## 12.6 中国强制性产品认证的基本环节

- (1) 认证申请。
- (2) 型式试验。
- (3) 初始工厂检查。

- (4) 认证结果评价与批准。
- (5) 获证后监督。

## 12.7 申请产品认证需提供的主要技术资料

- (1) 电气原理图和/或系统图。
- (2) 关键元器件和/或主要原材料清单。
- (3) 维修手册和中文使用说明书。
- (4) 中文名牌和警示标记(如果有的话)。
- (5) 统一申请单元内各型号产品之间的差异说明。
- (6) 其他需要的文件。

## 附表:常用标准目录

类别	标准编号	标准名称
中国 标准	GB/T 2900.1—1992	电工术语 基本术语(IEC 50, NEQ)
	GB/T 2900.10—2001	电工术语 电缆[IEC 60050(461); 1984, IDT]
	GB/T 2900.18—1992	电工术语 低压电器[IEC 60650(441); 1984, MOD]
	GB/T 2900.20—1994	电工术语 高压开关设备(IEC 60050-441; 1984, NEQ IEC 60056; 1987, NEQ IEC 60129; 1984, NEQ IEC 60265-1 ~ 2; 1988, NEQ)
	GB/T 2900.25—1994	电工术语 旋转电动机(IEC 60050-411; 1984, NEQ)
	GB/T 2900.26—1994	电工术语 控制电动机
	GB/T 2900.27—1995	电工术语 小功率电动机
	GB/T 2900.32—1994	电工术语 电力半导体器件(IEC 60747, NEQ IEC 60050-521, NEQ)
	GB/T 2900.33—2004	电工术语 电力电子技术(IEC 60050-551; 1998, IDT)
	GB/T 2900.34—1983	电工术语 电气传动及其自动控制[IEC 60050(351); 1975, NEQ]
	GB/T 2900.49—2004	电工术语 电力系统保护[IEC 60050(448); 1995, IDT]
	GB/T 2900.56—2002	电工术语 自动控制(IEC 60050-351; 1998, IDT)
	GB/T 2900.66—2004	电工术语 半导体器件和集成电路(IEC 60050-521; 2002, IDT)
	GB/T 3187—1994	可靠性、维修性术语
	GB/T 4210—2001	电工术语 电子设备机电元件[IEC 60050(581); 1978, IDT]
	GB/T 4365—2003	电工术语 电磁兼容[IEC 60050(161); 1990, IDT]
	GB/T 4475—1995	敏感元器件术语
	GB/T 8582—2000	电工电子设备机械结构术语(NEQ IEC 60916; 1988)
	GB/T 9178—1988	集成电路术语(NEQ IEC 60748)
	GB/T 9637—2001	电工术语 磁性材料与元件[IEC 60050(221); 1990, MOD]
	GB/T 15312—1994	制造业自动化术语
	GB/T 16978—1997	工业自动化词汇(ISO/TR 11065; 1992, IDT)
	JB/T 4261—1999	低压开关设备和控制设备 辅件术语



续表

类别	标准编号	标准名称
中国标准	GB 156—2007	标准电压 (IEC 60038; 2002, MOD)
	GB/T 762—2002	标准电流等级 (IEC 60059; 1938, MOD)
	GB/T 1980—2005	标准频率 (IEC 60196; 1965, MOD)
	GB/T 3805—1993	特低电压 (ELV) 限值 (eqv IEC 61201)
	GB/T 16700—1996	集中网络控制装置的标准频率 (eqv IEC 242; 1967)
	GB/T 4988—2002	船舶和近海装置用电工产品的额定频率、额定电压、额定电流
	GB/T 321—1980	优先数和优先数系
	GB/T 8170—1987	数值修约规则
	GB/T 14091—1993	机械产品环境参数分类及其严酷程度分级 (IEC 60721-1, NEQ)
	GB/T 4796—2001	电工电子产品环境参数分类及其严酷程度分级 (IEC 60721-1; 1990, IDT)
	GB 17285—1998	电气设备电源额定值的标记 (IDT IEC 61293; 1994)
	GB/T 13534—1992	电气颜色标志的代号 (IEC 60757; 1983, MOD)
	GB 7947—2006	人机界面标志标识的基本和安全规则导体的颜色或数字标识 (IEC 60446; 1999, IDT)
	GB 4884—1985	绝缘导线的标记 (IEC 60391; 1972, MOD)
	GB/T 18656—2002	工业系统、装置与设备以及工业产品系统内端子的标识 (IEC 61666; 1997, IDT)
	GB/T 4205—2003	人机界面 (MMI) 操作规则 (IEC 60447; 1993, IDT)
	GB/T 18978.1—2003	使用视觉显示终端 (VDTs) 办公的人类工效学要求 第1部分: 概述 (ISO 9241-1; 1997, IDT)
	GB/T 18978.2—2004	使用视觉显示终端 (VDTs) 办公的人类工效学要求 第2部分: 任务要求指南 (ISO 9241-2; 1992, IDT)
	GB/T 18978.10—2004	使用视觉显示终端 (VDTs) 办公的人类工效学要求 第10部分: 对话原则 (ISO 9241-10; 1996, IDT)

标 志

GB/T 4025—2003

人-机界面标志的基本方法和安全规则指示器和操作器的编码规则 (IEC 60073; 1996, IDT)

GB/T 4026—2004

人-机界面标志的基本方法和安全规则 设备端子和特定导体终端标识及字母数字系统的应用通则 (IEC 60445; 1999, IDT)

续表

类别	标准编号	标准名称
中国安全标准	GB/T 15706.1—1995	机械安全 基本概念与设计通则 第1部分: 基本术语、方法等 (ISO/TR 12100-1; 1992, MOD)
	GB/T 15706.2—1995	机械安全 基本概念与设计通则 第2部分: 技术原则与规范 (ISO/TR 12100-2; 1992, MOD)
	GB 12265.1—1997	机械安全 防止上肢触及危险区的安全距离 (EN 249; 1992, MOD)
	GB 12265.3—1997	机械安全 避免人体各部位挤压的最小间距 (EN 349; 1993, MOD)
	GB 16754—1997	机械安全 急停设计原则 (ISO/IEC 13850; 1995, MOD)
	GB/T 16855.1—1997	机械安全 第1部分: 设计通则 (PREN 954-1; 1994, MOD)
	GB/T 5226.1—2002	机械安全 机械电气设备 第1部分: 通用技术条件 (IEC 60204-1; 2000, IDT)
	GB 19517—2004	国家电气设备安全技术规范
	GB/T 4064—1983	电气设备安全设计导则
	GB/T 13869—1992	用电安全导则
	GB 17478—2004	低压直流电源设备的性能特性 (IEC 61204; 2001, MOD)
	GB/T 16935.1—1997	低压系统内设备的绝缘配合 第1部分: 原理、要求和试验 (IEC 50664-1; 1992, IDT)
	GB/T 18216.1—2000	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统电气安全 防护检测的试验、测量或监控设备 第1部分: 通用要求 (IEC 61557-1; 1997, IDT)
	GB/T 18216.2—2002	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统电气安全 防护检测的试验、测量或监控设备 第2部分: 绝缘电阻 (IEC 61557-2; 1997, IDT)
	GB/T 4793.1—1995	测量、控制和试验室用电气设备的安全要求 第1部分: 通用要求 (IEC 61010-1; 1990, IDT)
	GB 4943—2001	信息技术设备的安全 (IEC 60950; 1999, IDT)
	GB 17859—1999	计算机信息系统 安全保护等级划分准则
	GB/T 9361—1988	计算机场地安全要求
	GB 4208—1993	外壳防护等级 (IP 代码) (IEC 60529; 1989, MOD)
	GB/T 16842—1997	检验外壳防护用的试具 (IEC 1032; 1990, IDT)
	GB/T 12501—1990	电工电子设备防触电保护分类 (IEC 60536; 1976, NEQ)
	GB/T 12501.2—1997	电工电子设备防触电保护分类 第2部分: 对电击防护要求的导则 (IEC 60536-2; 1992, IDT)
	GB 14050—1993	系统接地的型式及安全技术要求
	GB/T 7450—1987	电子设备雷击保护导则
	GB/T 11021—1989	电气绝缘的耐热性评定和分级 (IEC 85; 1984, MOD)



续表

续表

类别	标准编号	标准名称	类别	标准编号	标准名称
中国 图 样 准	GB/T 10609.1—1989	技术制图 标题栏(ISO 7200; 1984, NEQ)	中国 图 样 准	GB/T 4728.10—1999	电气简图用图形符号 第10部分: 电信: 传输(IEC 60617-10; 1996, IDT)
	GB/T 10609.2—1989	技术制图 明细表(ISO 7573; 1983, NEQ)		GB/T 4728.11—2000	电气简图用图形符号 第11部分: 建筑安装平面布置图(IEC 60617-11; 1996, IDT)
	GB/T 10609.3—1989	技术制图 复制图的折叠方法		GB/T 4728.12—1996	电气简图用图形符号 第12部分: 二进制逻辑元件(IEC 60617-12; 1991, IDT)
	GB/T 10609.4—1989	技术制图 对缩微复制原件的要求(ISO 6428; 1982, NEQ)		GB/T 4728.13—1996	电气简图用图形符号 第13部分: 模拟元件(IEC 60617-13; 1993, IDT)
	GB/T 12212—1990	技术制图 焊缝符号的尺寸、比例及简化表示法		GB/T 5465.1—2007	电气设备用图形符号基本规则 第1部分: 原形符号的生成(IEC 60416; 2001, IDT)
	GB/T 12213—1990	技术制图 玻璃器具表示法(ISO 6414; 1982, NEQ)		GB/T 5465.2—1996	电气设备用图形符号(IEC 60417; 1994, IDT)
	GB/T 14689—1993	技术制图 图纸幅面和格式(ISO 5457; 1980, MOD)		GB/T 6988.1—1997	电气技术用文件的编制 第1部分: 一般要求(idt IEC 61082-1; 1991)
	GB/T 14690—1993	技术制图 比例(ISO 5455; 1979, MOD)		GB/T 6988.2—1997	电气技术用文件的编制 第2部分: 功能性简图(idt IEC 61082-2; 1993)
	GB/T 14691—1993	技术制图 字体(ISO 3098-1; 1974, MOD)		GB/T 6988.3—1997	电气技术用文件的编制 第3部分: 接线图和接线表(idt IEC 61082-3; 1993)
	GB/T 14692—1993	技术制图 投影法(ISO/DIS 5456; 1993, MOD)		GB/T 6988.4—2002	电气技术用文件的编制 第4部分: 位置文件与安装文件(idt IEC 61082-4; 1996)
	GB/T 15754—1995	技术制图 圆锥的尺寸和公差注法		GB/T 6988.5—2006	电气技术用文件的编制 第5部分: 索引
	GB/T 16675.1—1996	技术制图 简化表示法 第1部分: 图样画法		GB/T 6988.6—1993	控制系统功能表图的绘制(idt IEC 60848; 1988, MOD)
	GB/T 16675.2—1996	技术制图 简化表示法 第2部分: 尺寸注法		GB/T 5489—1985	印制板制图
	GB/T 17450—1998	技术制图 图线(ISO 128-20; 1996, IDT)		GB/T 7356—1987	电气系统说明书用简图的编制
	GB/T 17451—1998	技术制图 图样画法 视图(ISO/DIS 11947-1; 1995, NEQ)		GB/T 19045—2003	明细表的编制(IEC 62027; 2000, IDT)
	GB/T 17452—1998	技术制图 图样画法 剖视图和断面图(ISO/DIS 11947-2; 1995, MOD)		GB/T 19529—2004	技术信息与文件的构成(IEC 62023; 2000, IDT)
	GB/T 17453—1998	技术制图 图样画法 剖面区域的表示法(ISO/DIS 11947-3; 1995, MOD)		GB/T 4797.1—2005	电工电子产品自然环境条件 温度和湿度(IEC 60721-2-1; 2002, MOD)
	GB/T 4728.1—2005	电气简图用图形符号 总则(IEC 60617 data base, IDT)		GB/T 4797.2—2005	电工电子产品自然环境条件 第2部分: 海拔与气压、水深和水压(IEC 60721-2-3; 1987, MOD)
	GB/T 4728.2—2005	电气简图用图形符号 第2部分: 符号要素、限定符号和其他常用符号(IEC 60617 data base, IDT)		GB/T 4797.3—1986	电工电子产品自然环境条件 生物
	GB/T 4728.3—2005	电气简图用图形符号 第3部分: 导体和连接件(IEC 60617 data base, IDT)		GB/T 4797.4—2006	电工电子产品自然环境条件 太阳辐射与温度(IEC 60721-2-4; 2002, MOD)
	GB/T 4728.4—2005	电气简图用图形符号 第4部分: 基本无源元件(IEC 60617 data base, IDT)		GB/T 4797.5—1992	电工电子产品自然环境条件 降水和风(neq IEC 60721-2-2; 1988)
	GB/T 4728.5—2005	电气简图用图形符号 第5部分: 半导体管和电子管(IEC 60617 data base, IDT)		GB/T 4797.6—1995	电工电子产品自然环境条件 尘、沙、盐雾(neq IEC 60721-2-5)
	GB/T 4728.6—2000	电气简图用图形符号 第6部分: 电能的发生与转换(IEC 60617-6; 1996, IDT)		GB/T 4798.1—2005	电工电子产品应用环境条件 第1部分: 贮存(IEC 60721-3-1; 1997, MOD)
	GB/T 4728.7—2000	电气简图用图形符号 第7部分: 开关、控制和保护器件(IEC 60617-7; 1996, IDT)		GB/T 4798.2—1996	电工电子产品应用环境条件 运输(IEC 60721-3-2; 1985, NEQ)
	GB/T 4728.8—2000	电气简图用图形符号 第8部分: 测量仪表、灯和信号器件(IEC 60617-8; 1996, IDT)		GB/T 4798.3—2007	电工电子产品应用环境条件 第3部分: 有气候防护场所固定使用(IEC 60721-3-3; 2002, MOD)
	GB/T 4728.9—1999	电气简图用图形符号 第9部分: 电信: 交换和外围设备(IEC 60617-9; 1996, IDT)			

续表

类别	标准编号	标准名称
中国标准	GB/T 4798.4—2007	电工电子产品应用环境条件 第4部分:无气候防护场所固定使用(IEC 60721-3-4, MOD)
	GB/T 4798.5—2007	电工电子产品应用环境条件 第5部分:地面车辆使用(IEC 60721-3-5; 1985, MOD)
	GB/T 4798.6—1996	电工电子产品应用环境条件 船用(Gdt IEC 60721-3-6; 1987)
	GB/T 4798.7—2007	电工电子产品应用环境条件 第7部分:携带和非固定使用(IEC 60721-3-7; 2002, MOD)
	GB/T 4798.9—1997	电工电子产品应用环境条件 产品内部的微气候(IEC 60721-3-9; 1993, IDT)
	GB/T 4798.10—2006	电工电子产品应用环境条件 导言(IEC 60721-3-0; 2002, IDT)
	GB/T 14597—1993	电工产品不同海拔的气候环境条件
	JB/T 4160—1999	电工产品热带自然环境条件
	JB/T 4375—1999	电工产品户外、户内腐蚀场所使用环境条件
	JB/T 4159—1999	热带电工产品的气候防护类型及其使用环境条件
	GB/T 3797—2005	电气控制设备
	JB/T 8634—1997	湿热型装有电子器件的电控设备
	GB/T 12667—1990	同步电动机半导体励磁装置总技术条件
	GB/T 12668.1—2002	调速电气传动系统 第1部分 一般要求:低压直流调速电气传动系统额定值的规定(IEC 61800-1; 1997, IDT)
	GB/T 12668.2—2002	调速电气传动系统 第2部分 一般要求:低压交流调速电气传动系统额定值的规定(IEC 61800-2; 1998, IDT)
	GB/T 12668.3—2003	调速电气传动系统 第3部分 产品的电磁兼容性标准及其特定的试验方法(IEC 61800-3; 1996, IDT)
	GB/T 12669—1990	半导体变流串级调速装置 总技术条件
	GB/T 18858.1—2002	低压开关设备和控制设备 控制器—设备接口(CDI) 第1部分:总则(IEC 62026-1; 2000, IDT)
	GB/T 18858.2—2002	低压开关设备和控制设备 控制器—设备接口(CDI) 第2部分:执行器传感器接口(AS-i)(IEC 62026-2; 2000, IDT)
	GB/T 18858.3—2002	低压开关设备和控制设备 控制器—设备接口(CDI) 第3部分:Device Net(IEC 62026-3; 2000, IDT)
	JB/T 10251—2001	交流电动机电力电子软起动装置
	JB/T 9666—1999	JK型交流低压电控设备
	JB/T 4263—2000	交流传动矿井提升机电控设备技术条件
	GB/T 7061—2003	船用低压成套开关设备和控制设备(IEC 60092-302; 1997, MOD)

续表

类别	标准编号	标准名称
中国标准	GB/T 14048.1—2006	低压开关设备和控制设备 总则(IEC 60947-1; 1999, MOD)
	GB/T 14048.4—2003	低压开关设备和控制设备 机电式接触器和电动机起动器(IEC 60947-4-1; 2000, MOD)
	GB/T 14048.5—2001	低压开关设备和控制设备 第5-1部分 控制电路电器和开关元件 机电式控制电路电器(IEC 60947-5-1; 1997, MOD)
	GB/T 14048.6—1998	低压开关设备和控制设备 接触器和电动机起动器 第2部分:交流半导体电动机控制器和起动器(IEC 60947-4-2; 1995, IDT)
	GB/T 14048.9—1998	低压开关设备和控制设备 多功能电器(设备) 第2部分:控制与保护开关电器(设备)(IEC 60947-6-2; 1992, IDT)
	GB/T 7260.2—2003	不间断电源设备(UPS) 第2部分:电磁兼容性(EMC)要求(IEC 62040-2; 1999, MOD)
	GB/T 7260.3—2003	不间断电源设备(UPS) 第3部分:确定性能的方法和试验要求(IEC 62040-3; 1999, MOD)
	GB/T 15969.1—2007	可编程序控制器 第1部分:通用信息(IEC 61131-1; 2003, IDT)
	GB/T 15969.2—1995	可编程序控制器 第2部分:设备特性
	GB/T 15969.3—1995	可编程序控制器 第3部分:编程语言(IEC 61131-4; 2004, IDT)
	GB/T 15969.4—2007	可编程序控制器 第4部分:用户导则
	GB/T 15969.5—2002	可编程序控制器 第5部分:通信(IEC 61131-5; 2000, IDT)
	GB/T 4589.1—1989	半导体器件 分立器件和集成电路总规范(可供认证用)(IEC 60747-10; 1984, IDT)
	GB/T 7423.1—1987	半导体器件散热器 通用技术条件
	GB/T 7423.2—1987	半导体器件散热器 型材散热器
	GB/T 7423.3—1987	半导体器件散热器 叉指形散热器
	GB/T 17950—2000	半导体变流器 第6部分:使用熔断器保护半导体变流器防止过电流的应用导则(IEC 60146-6; 1992, IDT)
	GB/T 2658—1995	小型交流风机通用技术条件(MILB 23071B; 1972, NEQ)
	GB/T 10217—1988	电工控制设备造型设计导则
	GB/T 15139—1994	电工设备结构总技术条件
	GB/T 15395—1994	电子设备机柜通用技术条件
	JB/T 8678—1998	电气设备机械结构框架通用技术条件
	GB/T 3047.1—1995	高度进制为20mm的面板、架和柜的基本尺寸系列
	GB/T 3047.3—2003	高度进制为20mm的插箱、插件基本尺寸系列
	GB/T 3047.5—2003	高度进制为20mm的台式机箱基本尺寸系列

续表

类别	标准编号	标准名称
中 国 标 准	GB/T 3047.6—2007	电子设备台式机基本尺寸系列
	GB/T 19520.3—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第3部分: 插箱及其插件 (IEC 60297-3; 1984, IDT)
	GB/T 19520.4—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第4部分: 插箱及其插件 附加尺寸 (IEC 60297-4; 1995, IDT)
	GB/T 19520.5—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第5-100部分: 插箱及插件 设计概述 (IEC 60297-5-100; 2001, IDT)
	GB/T 19520.6—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第5-101部分: 插箱及其插件 插拔器手柄 (IEC 60297-5-101; 2001, IDT)
	GB/T 19520.7—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第5-102部分: 插箱及其插件 电磁屏蔽结构 (IEC 60297-5-102; 2001, IDT)
	GB/T 19520.8—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第5-103部分: 插箱及其插件 静电放电防护 (IEC 60297-5-103; 2001, IDT)
	GB/T 19520.9—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第5-104部分: 插箱及其插件 编码键 (IEC 60297-5-104; 2001, IDT)
	GB/T 19520.10—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第5-105部分: 插箱及其插件 定位/接地销 (IEC 60297-5-105; 2001, IDT)
	GB/T 19520.11—2004	电子设备机械结构 482.6mm (19in) 系列机械结构尺寸 第5-107部分: 插箱及其插件 后安装插件 (IEC 60297-5-107; 2001, IDT)
	GB/T 19290.1—2003	发展中的电子设备构体机械结构模数序列 第1部分: 总规范 (IEC 60917-1; 1998, IDT)
	GB/T 19290.2—2003	发展中的电子设备构体机械结构模数序列 第2部分: 分规范 25mm 设备构体的接口协调尺寸 (IEC 60917-2; 1992, IDT)
	GB/T 19183.1—2003	电子设备机械结构 户外机壳 第1部分: 设计导则 (IEC 61969-1; 1999, IDT)
	GB/T 19183.2—2003	电子设备机械结构 户外机壳 第2部分: 箱体和机柜的协调尺寸 (IEC 61969-2; 2000, IDT)
	GB/T 19183.3—2003	电子设备机械结构 户外机壳 第2-1部分: 机柜尺寸 (IEC 61969-2-1; 2000, IDT)
	GB/T 19183.4—2003	电子设备机械结构 户外机壳 第2-2部分: 箱体尺寸 (IEC 61969-2-2; 2000, IDT)
	GB/T 19183.5—2003	电子设备机械结构 户外机壳 第3部分: 机柜和箱体的气候、机械试验及安全要求 (IEC 61969-3; 2001, IDT)
	GB/T 16261—1996	印制板总规范 (IEC/PQC 88; 1990, IDT)
	GB/T 4588.3—2002	印制板的设计和制造 (IEC 60326-3; 1991, NEQ)
	GB/T 13911—1992	金属镀覆和化学处理表示方法

续表

类别	标准编号	标准名称
中 国 标 准	GB/T 18039.1—2000	电磁兼容 环境 电磁环境的分类 (IEC 61000-2-5; 1996, IDT)
	GB/T 18039.2—2000	电磁兼容 环境 工业设备电源低频传导骚扰发射水平的评估 (IEC 61000-2-6; 1996, IDT)
	GB/T 18039.3—2003	电磁兼容 环境 公用低压供电系统低频传导骚扰及信号传输的兼容水平 (IEC 61000-2-2; 1990, IDT)
	GB/T 18039.4—2003	电磁兼容 环境 工厂低频传导骚扰的兼容水平 (IEC 61000-2-4; 1994, IDT)
	GB/T 18039.5—2003	电磁兼容 环境 公用供电系统低频传导骚扰及信号传输的电磁环境 (IEC 61000-2-1; 1990, IDT)
	GB/T 17799.2—2003	电磁兼容 通用标准 工业环境中的抗扰度试验 (IEC 61000-6-2; 1999, IDT)
	GB/T 17799.4—2001	电磁兼容 通用标准 工业环境中的发射标准 (IEC 61000-6-4; 1997, IDT)
	GB/T 17625.1—2003	电磁兼容 限值 谐波电流发射限值 (设备每相输入电流 ≤ 16A) (IEC 61000-3-2; 2001, IDT)
	GB/T 17625.3—2000	电磁兼容 限值 对额定电流大于 16A 的设备在低压供电系统中产生的电压波动和闪烁的限制 (IEC 61000-3-5; 1994, IDT)
	GB/Z 17625.6—2003	电磁兼容 限值 对额定电流大于 16A 的设备在低压供电系统中产生的谐波电流的限制 (IEC 61000-3-4; 1998, IDT)
	GB/Z 18732—2002	工业、科学和医疗设备限值的确定方法 (CISPR 23; 1987, IDT)
	GB/T 10250—1988	船舶电气与电子设备的电磁兼容 (IEC/TC 181533; 1977, MOD)
	GB/T 10236—1988	半导体电力变流器与电网互相干扰及其防护方法导则 (IEEE STD 19; 1981, NEQ)
	GB/T 5081—1985	电子产品现场工作可靠性、有效性和维修性数据收集指南 (IEC 60362; 1971, IDT)
	GB/T 6990—1986	电子设备用元器件(或部件)规范中可靠性条款的编写指南 (IEC 60409; 1981, IDT)
	GB/T 6993—1986	系统和设备研制生产中的可靠性程序 (MIL STD 78513; NEQ)
	GB/T 7826—1987	可靠性分析技术 失效模式和效应分析 (FMEA) 程序 (IEC 60821; 1985, IDT)
	GB/T 7827—1987	可靠性预计程序 (MIL STD 756; NEQ)
	GB/T 7828—1987	可靠性设计评审

续表

类别	标准编号	标准名称
中 国 检 测 和 试 验 准	GB/T 10233—2005	电气传动控制设备基本试验方法
	GB/T 4207—2003	固体绝缘材料在潮湿条件下相比电痕化指数和耐电痕化指数的测定方法(IEC 60112: 1979, IDT)
	GB/T 5169.1—2007	电工电子产品着火危险试验 第4部分:着火试验术语(IEC 60695-4: 2005, IDT)
	GB/T 5169.2—2002	电工电子产品着火危险试验 第2部分:着火危险评定导则 总则(IEC 60695-1-1: 1999, IDT)
	GB/T 5169.3—2005	电工电子产品着火危险试验 电子元件着火危险评定技术要求和试验规范制订导则(IEC 60695-1-2: 1982, IDT)
	GB/T 5169.5—1997	电工电子产品着火危险试验 第2部分:试验方法 第2篇:针焰试验(IEC 60695-2-2: 1991, IDT)
	GB/T 5169.6—1985	电工电子产品着火危险试验 用发热器的不良接触试验方法(IEC 60695-2-3: 1984, MOD)
	GB/T 5169.7—2001	电工电子产品着火危险试验 试验方法 扩散型和预混合型火焰试验方法
	GB/T 5169.8—1985	电工电子产品着火危险试验 评定试验规程举例和试验结果解释 燃烧特性及其试验方法的评述(IEC 60695-3-1: 1984, IDT)
	GB/T 5169.9—2006	电工电子产品着火危险试验 第9部分:着火危险评定导则 预选试验规程使用(IEC 60695-1-3: 2002, IDT)
	GB/T 5169.10—2006	电工电子产品着火危险试验 第10部分 灼热丝试验方法 总则(IEC 60695-2-1/0: 2000, IDT)
	GB/T 5169.11—2006	电工电子产品着火危险试验 第11部分 成品的灼热丝试验和导则(IEC 60695-2-1/1: 1994, IDT)
	GB/T 5169.12—1999	电工电子产品着火危险试验 试验方法 材料的灼热丝可燃性试验(IEC 60695-2-1/2: 1994, IDT)
	GB/T 5169.13—1999	电工电子产品着火危险试验 第14部分:试验火焰 材料的灼热丝起燃性试验(IEC 60695-2-1/3: 1994, IDT)
	GB/T 5169.14—2007	电工电子产品着火危险试验 试验方法 1kW 标称预混合型试验火焰设备、确认试验方法和导则(IEC 60695-11-2: 2003, IDT)
	GB/T 5169.15—2001	电工电子产品着火危险试验 试验方法 500W 标称试验火焰和导则(IEC 60695-2-4/2: 1994, IDT)
	GB/T 5169.16—2002	电工电子产品着火危险试验 第16部分:50W 水平与垂直火焰试验方法(IEC 60695-11-10: 1999, IDT)
	GB/T 5169.17—2002	电工电子产品着火危险试验 第17部分:500W 火焰试验方法(IEC 60695-11-20: 1999, IDT)

续表

类别	标准编号	标准名称
中 国 检 测 和 试 验 准	GB/T 5095.1—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第1部分:总则(IEC 60512-1: 1994, IDT)
	GB/T 5095.2—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第2部分:一般检查、电连接性和接触电阻测试、绝缘试验和电压应力试验(IEC 60512-2: 1994, IDT)
	GB/T 5095.3—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第3部分:载流量容量试验(IEC 60512-3: 1976, IDT)
	GB/T 5095.4—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第4部分:动态应力试验(IEC 60512-4: 1976, IDT)
	GB/T 5095.5—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第5部分:撞击试验(自由元件)、静负荷试验(固定元件)、寿命试验和过负荷试验(IEC 60512-5: 1992, IDT)
	GB/T 5095.6—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第6部分:气候试验和锡焊试验(IEC 60512-6: 1984, IDT)
	GB/T 5095.7—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第7部分:机械操作试验和密封性试验(IEC 60512-7: 1993, IDT)
	GB/T 5095.8—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第8部分:连接器、接触件及引出端的机械试验(IEC 60512-8: 1993, IDT)
	GB/T 5095.9—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第9部分:杂项试验(IEC 60512-9: 1992, IDT)
	GB/T 5095.11—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第11部分:气候试验(IEC 60512-11-1: 1995; IEC 60512-11-7: 1996; IEC 60512-11-8: 1995, IDT)
	GB/T 5095.12—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第12部分:锡焊试验 第六篇:试验 12f 在机器焊接中封焊处耐焊剂和清洁剂(IEC 60512-12-6: 1996, IDT)
	GB/T 5095.15—1997	电子设备机电元件 基本试验规程及测量方法 第15部分:接触件和引出端的机械试验 第八篇:试验 15h 接触件固定机构耐工具使用性(IEC 60512-15-8: 1995, IDT)
	GB/T 4677—2002	印制板测试方法(IEC 326-2: 1990, MOD)
	GB/T 12992—1991	电子设备强迫风冷热特性测试方法
	GB/T 12993—1991	电子设备热特性评定
	GB/T 4859—1984	电气设备的抗干扰特性 基本测量方法
	GB/T 17626.1—2006	电磁兼容 试验和测量技术 抗扰度试验总论(IEC 61000-04-1: 2002, IDT)

续表

续表

类别	标准编号	标准名称	类别	标准编号	标准名称
中国 检测 和 试验 标准	GB/T 17626.2—2006	电磁兼容 试验和测量技术 静电放电抗扰度试验(IEC 61000-04-2; 2001, IDT)	国际 标准	IEC 60439-1; 1999	低压开关设备和控制设备组合装置 第1部分: 已通过型式试验和部分型式试验的组合装置
	GB/T 17626.3—2006	电磁兼容 试验和测量技术 射频电磁场辐射抗扰度试验(IEC 61000-04-3; 2002, IDT)		IEC 60439-2; 2000	低压开关设备和控制设备组合装置 第2部分: 母线干线系统总线的特殊要求
	GB/T 17626.4—1998	电磁兼容 试验和测量技术 电快速瞬变脉冲群抗扰度试验(IEC 61000-4-4; 1995, IDT)		IEC 60439-3; 2001	低压开关设备和控制设备组合装置 第3部分: 用于安装在非熟练人员可能进入使用场所的低压开关设备和控制设备组合装置的特殊要求 配电盘
	GB/T 17626.5—1999	电磁兼容 试验和测量技术 浪涌(冲击)抗扰度试验(IEC 61000-4-5; 1995, IDT)		IEC 60439-4; 1999	低压开关设备和控制设备组合装置 第4部分: 施工现场用组合装置(ACS)的特殊要求
	GB/T 17626.6—1998	电磁兼容 试验和测量技术 射频场感应的传导骚扰抗扰度(IEC 61000-4-6; 1996, IDT)		IEC 60439-5; 1998	低压开关设备和控制设备组合装置 第5部分: 公共场所户外安装用组合装置(CDCs)的特殊要求 用于电网中配电的电缆分配箱
	GB/T 17626.7—1998	电磁兼容 试验和测量技术 供电系统及所连设备谐波、暂态和测量的测量和测量仪器导则(IEC 61000-4-7; 1991, IDT)		IEC 60443; 1974	测量用稳定电源装置
	GB/T 17626.8—2006	电磁兼容 试验和测量技术 工频磁场抗扰度试验(IEC 61000-04-8; 2001, IDT)		IEC 50478-2; 1986	直流输出的稳定电源 第2部分: 特性和性能
	GB/T 17626.9—1998	电磁兼容 试验和测量技术 脉冲磁场抗扰度试验(IEC 61000-4-9; 1993, IDT)		IEC 60478-3; 1989	直流输出的稳定电源 第3部分: 传导电磁干扰(EMI)的参考电平和测量
	GB/T 17626.10—1998	电磁兼容 试验和测量技术 阻尼振荡磁场抗扰度试验(IEC 61000-4-10; 1993, IDT)		IEC 60478-4; 1976	直流输出的稳定电源 第4部分: 除射频干扰外的试验
	GB/T 17626.11—1999	电磁兼容 试验和测量技术 电压暂降、短时中断和电压变化的抗扰度试验(IEC 61000-4-11; 1994, IDT)		IEC 60478-5; 1993	直流输出的稳定电源 第5部分: 无功近场磁元件测量
	GB/T 17626.12—1998	电磁兼容 试验和测量技术 振荡波抗扰度试验(IEC 61000-4-12; 1995, IDT)		IEC 60505; 1999	电气绝缘系统的评定和鉴定
	GB/T 3482—1983	电子设备雷击试验方法		IEC 60640; 1979	计算机辅助测量与控制 串行信息通道接口系统
	GB/T 3483—1983	电子设备雷击试验导则		IEC 60664-1; 2000	低压系统内设备的绝缘配合 第1部分: 原则、要求和试验
	GB/T 5080.1—1986	设备可靠性试验 总要求(idt IEC 60605-1; 1978)		IEC 60664-2-1; 1997	低压系统内设备的绝缘配合 第2-1部分: 应用导则 定尺寸的程序工作单和定尺寸的样本
	GB/T 5080.2—1986	设备可靠性试验 试验周期设计导则(neq IEC 60605-2)		IEC 60664-3; 1992	低压系统内设备的绝缘配合 第3部分: 为达到印制板组件绝缘配合的涂覆层的使用
	GB/T 5080.4—1985	设备可靠性试验 可靠性测定试验的点估计和区间估计方法(指数分布)(neq IEC 60605-4)		IEC 60664-4; 1997	低压系统内设备的绝缘配合 第4部分: 高频电压应力的考虑
	GB/T 5080.5—1985	设备可靠性试验 功率的验证试验方案(IEC 60605-5; 1982, IDT)		IEC 61010-1; 2001	测量、控制和实验室用电气设备的安全要求 第1部分: 一般要求
	GB/T 5080.6—1996	设备可靠性试验 恒定失效率假设的有效性检验(IEC 60605-6; 1989, IDT)		IEC 61297; 1995	工业过程控制系统 评定用自适应控制器的分类
	GB/T 5080.7—1986	设备可靠性试验 恒定失效率假设下的失效率与平均无故障时间的验证试验方案(IEC 60605-7; 1978, IDT)		IEC 61310-1; 1995	机械的安全 指示、标记和驱动 第1部分: 可视、可听和可触觉信号的要求
	GB/T 7288.2—1987	设备可靠性试验 推荐的试验条件固定使用在有气候防护场所设备精模拟(IEC 60605-3-2; 1986, IDT)		IEC 61310-2; 1995	机械的安全 指示、标记和驱动 第2部分: 标记的要求
				IEC 61310-3; 1999	机械的安全 指示、标记和驱动 第3部分: 驱动器的位置和操作的要求
				IEC 61326-1; 2000	测量、控制和实验室用电气设备电磁兼容性要求
				IEC/TS 61340-5-1; 1998	静电 第5-1部分: 电子设备防静电现象的保护 一般要求
				IEC/TS 61340-5-2; 1999	静电 第5-2部分: 电子设备防静电现象的保护 用户指南
				IEC 61508-1; 1998	电气/电子/可编程电子安全相关系统的功能安全 第1部分: 一般要求



续表

类别	标准编号	标准名称
国际 标 准	IEC 61508-2: 2000	电气/电子/可编程电子安全相关系统的功能安全 第 2 部分: 电气/电子/可编程电子安全相关系统的要求
	IEC 61508-3: 1998	电气/电子/可编程电子安全相关系统的功能安全 第 3 部分: 软件要求
	IEC 61508-4: 1998	电气/电子/可编程电子安全相关系统的功能安全 第 4 部分: 定义和缩略语
	IEC 61508-5: 1998	电气/电子/可编程电子安全相关系统的功能安全 第 5 部分: 确定安全整体水平方法的实例
	IEC 61508-6: 2000	电气/电子/可编程电子安全相关系统的功能安全 第 6 部分: IEC 61508-2 和 IEC 61508-3 的应用指南
	IEC 61508-7: 2000	电气/电子/可编程电子安全相关系统的功能安全 第 7 部分: 技术和措施综述
	IEC 61557-3: 1997	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统中的电气安全防护措施的试验、测量和监控设备 第 3 部分: 环路阻抗
	IEC 61557-4: 1997	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统中的电气安全防护措施的试验、测量和监控设备 第 4 部分: 接地和等电位连接的电阻
	IEC 61557-5: 1997	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统中的电气安全防护措施的试验、测量和监控设备 第 5 部分: 对地电阻

续表

类别	标准编号	标准名称
国际 标 准	IEC 61557-6: 1997	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统中的电气安全防护措施的试验、测量和监控设备 第 6 部分: TT 和 TN 系统中的剩余电流装置
	IEC 61557-7: 1997	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统中的电气安全防护措施的试验、测量和监控设备 第 7 部分: 相序
	IEC 61557-8: 1997	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统中的电气安全防护措施的试验、测量和监控设备 第 8 部分: IT 系统绝缘监测装置
	IEC 61557-9: 1999	交流 1000V 和直流 1500V 以下低压配电系统中的电气安全防护措施的试验、测量和监控设备 第 9 部分: IT 系统中的绝缘故障定位设备
	IEC/TR 2 61586: 1997	电连接器可靠性评估
	IEC 61800-4: 2002	调速电气传动系统 第 4 部分 一般要求; 10kV 以下交流调速电气传动系统额定值的规定
	IEC 61800-5: 2003	调速电气传动系统 第 5-1 部分 电气的安全要求 热和能量
	IEC 61800-6: 2003	调速电气传动系统 第 6 部分 带负荷运行和对应额定电流形式测量导则
	IEC 62208: 2002	低压成套开关设备和控制设备空壳 一般要求

注 表中“IDT”为等同采用, “MOD”为等效采用, “NEQ”为非等效采用。

## 第3章 电磁兼容性与可靠性

### 1 电磁兼容性概述

电磁兼容性 (Electromagnetic Compatibility, EMC) 是指装置在规定的电磁环境中正常工作而不对该环境或其他设备造成不允许的扰动的能力。使电气设备或电子装置性能下降、工作不正常或发生故障的电磁扰动称之为电磁干扰 (Electromagnetic Interference, EMI)。装置在受到电磁能作用时发生非期望响应特性称为装置的敏感性 (Susceptibility)。

随着微电子技术和计算机技术的迅速发展, 由敏感的电子线路构成的新型电子系统 (如微型计算机和小型计算机), 不仅在企业管理和办公自动化等领域中, 而且在工业生产过程中, 如化工厂、轧钢厂、炼油厂、发电厂和变电站的测量和控制领域中获得广泛应用。工业生产过程中的各类工业设备产生的电磁干扰环境使工业过程测量和控制装置处于严酷的电磁环境中。为了保证装置和系统能正常工作, 并具有较高的可靠性, 这些装置和系统必须经受再现或模拟其工作现场可能遇到的电磁干扰环境的各种考验。

工业过程测量和控制装置电磁兼容性系列标准所考虑的干扰形式起因于外界干扰源对设备和系统的影响。干扰通过电源线直接导入, 或通过连接电缆线由电容耦合或电感耦合从干扰源导入, 或者通过本地装置和远程装置各自的参考端之间电位差导入。此外, 操作人员与仪表盘、外壳或箱柜间的静电放电, 以及来源于对讲机、广播电台、电视台、雷达站和工业、科研及医疗设备的辐射电磁场, 都可产生干扰。各种工业过程测量和控制装置在使用过程中所涉及的电磁兼容性问题以及工业过程测量和控制装置制造厂商和使用者可能面临如下问题:

(1) 干扰暴露。设备的干扰暴露与其使用时所处的电磁环境有关, 干扰程度与干扰源的特性、耦合阻抗的性质、电子装置的灵敏度、接地质量以及在安装现场采取的保护措施密切相关。因此, 干扰侵入系统的界面可以是:

- 1) 供电线。
- 2) 信号输入线。
- 3) 信号输出线。
- 4) 设备外壳。

干扰注入电路的耦合机理是:

- 1) 公共阻抗 (电阻性的)。
- 2) 电感耦合。
- 3) 电容耦合。
- 4) 电磁辐射。

通常, 环境决定了干扰的形式 (频率和重复率), 安装条件决定了施加于设备的干扰等级。

(2) 干扰源。不同的工业环境会遇到各种干扰源。需要引起人们注意的干扰源有开关装置、接触器、继电器、电焊机、广播和电视发射机、便携式无线电话机、移动式无线电发射机、工业、科研、医疗设备和带有静电荷的操作人员。这些干扰源产生的干扰可以分为三大类。

- 1) 磁干扰。

- 2) 电干扰 (宽频带、窄频带)。

- 3) 电磁干扰。

由闪电、接地故障或电感电路切换引起的瞬时扰动发生得最频繁, 通常干扰是短时和随机的。这些扰动的频率范围从 50Hz 到数百兆赫, 持续时间从 10ns 到数秒。

在使用便携式无线电话机时, 其天线附近形成一个很强的电磁场。这个电磁场可能引起暴露于电磁场中的电子装置产生扰动。

在干燥的大气环境中, 特别是在使用地毯的计算机机房内, 操作人员所带的电荷会形成很高的电压。如果带有电荷的操作人员触摸计算机单元就会产生静电放电, 导致设备工作异常, 甚至损坏。在严酷条件下, 放电电压可大于 15kV。

(3) 敏感性试验。敏感性试验是工业过程测量和控制装置必不可少的试验项目, 用于验证装置在电磁环境中的正常工作能力。根据装置安装后所受到的干扰情况、线路的排列 (即线路接地和屏蔽方式)、屏蔽质量以及系统工作时所处的环境确定试验类型。

如果忽视上述相关条件, 认为装置应该是“独立的”, 且适用于任何系统, 那么必将要求装置经受各种干扰试验和最严酷的试验等级。这种要求, 对大多数装置是不合理的, 也是不必要的, 因为这将提高装置的成本, 阻碍装置的推广使用。因此, 试验要求的确认应将整个系统作为一个整体来考虑。

敏感性试验应在系统“工作” (即具有功能信号) 时进行。敏感性试验严酷程度的选用应尽可能地模拟装置在正常使用中实际经受的环境条件, 并且选用较高的试验值, 但不是极端值。

要求模拟现场具有所有可能的环境条件是不可能的, 然而通过一些标准的敏感性试验依然能够较好地获取装置电磁敏感性资料。下述的各种试验是测试工业过程测量和控制装置电磁敏感性的基本试验。这些试验包含了范围相当广泛的各种电磁干扰。

产生试验信号并对设备进行型式试验, 合理地再现大型装置中可能存在的各种随机干扰, 目前还存在许多问题, 为了能对试验结果进行比较, 必须产生一种比较一致、重复性好的模拟试验信号。

(4) 安装设计。尽管各类装置安装的布局千差万别, 但是如果在一开始就设法避免由于干扰引起的不正常工作和性能下降, 那么在设计阶段就需要有可遵循的基本要求。在安装电气和电子系统时, 有许多方法可供选择, 例如信号线路如何接地、电缆屏蔽层的选择和屏蔽层的接地等。每一种方法都能起到减少干扰的作用。此外, 布线时信号电缆和电源电缆的分离处理、使用滤波器和屏蔽外壳、搭接等措施, 即使不能消除至少也能减少干扰对敏感线路的耦合。

#### 1.1 静电放电

由于环境和安装等原因, 诸如相对湿度低、使用低电导率的人造纤维地毯、乙烯基外衣等, 将使系统、子系统和外部设备处于静电放电 (Electro-Static Discharge, ESD 或

Static Electricity Discharge, SED) 环境中。保护工业过程测量和控制装置不受静电放电的危害, 无论对制造厂商还是用户都是一个极为重要的问题。这类设备在广泛采用电子元器件以后, 迫切需要确定这一问题的各种因素, 寻求一种解决办法, 以提高产品/系统的可靠性。静电积聚及随后产生放电这一问题, 由于环境不加控制及各种工厂企业中各种装置和系统的广泛应用而变得令人关切。

合成纤维和干燥的空气相结合, 更促进静电电荷的产生。充电的过程千差万别, 其中最常见的一种是操作人员在地毯上走动, 每一步都将其身上的电子传给化纤织物。操作人员身上穿的衣服与座椅摩擦也能造成电荷交换。操作人员身体可能直接带电, 或者经静电感应而带电。在静电感应带电的情况下, 除非操作人员与地毯适当接地, 否则导电的地毯就起不了保护作用。

图 1.3-1 表示了各种化纤织物依据大气相对湿度可能带电的电压值。

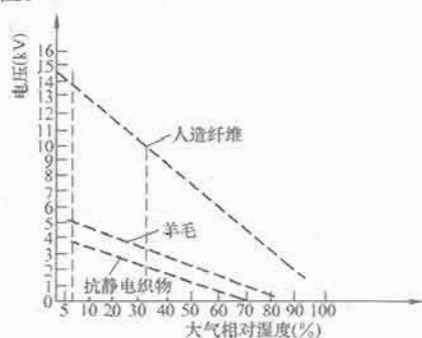


图 1.3-1 静电放电电压

装置可能会直接承受高达数千伏电压的放电, 这取决于化纤织物的种类和环境的相对湿度。

当装置附近的金属物体, 如桌椅之间放电时, 装置也可能受到电磁能量冲击。

操作人员放电产生的影响可能使装置发生一般性的运转故障, 或损坏某些电子元器件, 所产生的影响与放电电流的各种参数有关(上升时间、持续时间等)。

最常见的放电现象说明如下:

(1) 如果装置与导电地面接地良好, 则放电就会根据电源的能量和阻抗形式, 经外壳直接传入大地。在接地通路为低电感时, 会产生一个纳秒级的陡峭尖峰波和一个数十纳秒级的阻尼波尾。

(2) 对于外壳不直接接地或接地不良的装置, 放电经主电源线传入大地, 由电感产生的尖峰波幅度要比上述接地良好的工况高一个数量级, 其波尾类似阻尼振荡波。

(3) 当大量的放电电流经金属件或主电源线流入大地时, 线路元件将承受感应耦合或辐射的影响。

(4) 当放电电流沿连接电缆从一个机柜流向另一个机柜时, 信号可受到极大的干扰影响。

#### 1.1.1 严酷等级

为了确定电控装置的静电放电敏感度, 应根据其使用环境条件和安装条件, 选择试验的严酷等级, 用静电放电发生器进行测试, 国标 GB/T 17626—1998 对此作了规定, 严酷等级见表 1.3-1。

表 1.3-1 静电放电试验严酷等级

等级	最低相对湿度 (%)	抗静电织物 <sup>①</sup>	人造纤维	最大电压 (kV)
1	35	×		2

续表

等级	最低相对湿度 (%)	抗静电织物 <sup>①</sup>	人造纤维	最大电压 (kV)
2	10	×		4
3	50		×	8
4	10		×	15

① 抗静电织物其表面电阻率大于  $10^9 \Omega \cdot m$ , 但小于  $10^{11} \Omega \cdot m$ 。

对于其他物质, 如木材、混凝土、陶瓷、乙烯树脂和金属等, 其等级不大可能大于 2 级。

#### 1.1.2 静电放电发生器

静电放电发生器原理简图见图 1.3-2, 放电电流的典型波形见图 1.3-3。

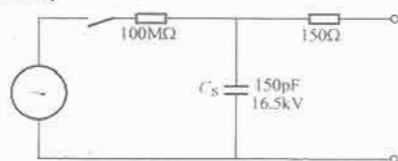


图 1.3-2 静电放电发生器简图

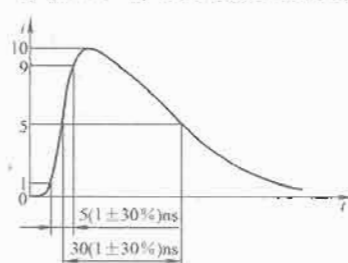


图 1.3-3 静电放电发生器  
放电电流典型波形

当静电放电发生器的负载为  $1\Omega$  无感电阻时, 所有发生器均应具有以下性能指标。

- (1) 储能电容器 ( $C_s$ ):  $150(1 \pm 10\%) \text{ pF}$ 。
- (2) 放电电阻 ( $R_d$ ):  $150(1 \pm 5\%) \Omega$ 。
- (3) 充电电阻 ( $R_{ch}$ ):  $100(1 \pm 10\%) \text{ M}\Omega$ 。
- (4) 输出电压:  $2 \sim 16.5 \text{ kV}$  (在放电储能电容器上测量的开路电压)。
- (5) 输出电压极性: 正极。
- (6) 保持时间:  $5 \text{ s}$ 。
- (7) 放电方式: 单次放电 (相邻两次放电间隔时间  $\geq 1 \text{ s}$ )。 (为了便于研究, 发生器应能以每秒 20 次的重复率产生放电)。
- (8) 放电电流上升时间:  $5(1 \pm 30\%) \text{ ns}$  (放电电压  $4 \text{ kV}$ )。
- (9) 放电电流的脉冲持续时间 (50%):  $30(1 \pm 30\%) \text{ ns}$  (放电电压  $4 \text{ kV}$ )。
- (10) 放电电流峰值:  $2 \text{ kV}$  时  $9(1 \pm 30\%) \text{ A}$ ,  $4 \text{ kV}$  时  $18(1 \pm 30\%) \text{ A}$ ,  $8 \text{ kV}$  时  $37(1 \pm 30\%) \text{ A}$ ,  $15 \text{ kV}$  时  $70(1 \pm 30\%) \text{ A}$ 。

具体的试验配置及试验程序参见国标 GB/T 17626.2—1998。试验结果可根据被试装置的工作条件和功能规范按下列性能准则加以分类:

- (1) 在规范极限内性能正常。
- (2) 功能或性能暂时降低或丧失, 但能自行恢复。
- (3) 功能或性能暂时降低或丧失, 但需操作者干预或系统复位。
- (4) 因装置 (元件) 损坏而造成不可恢复的功能或性能

降低或丧失。

对于验收试验, 试验大纲和试验结果的分析应符合有关标准或文件的规定。

## 1.2 辐射电磁场

由于工业现场配有大电流高电压的电动机、电解槽等强电设备及其连接电缆, 它们都向外辐射不同功率的电磁波; 而便携式电话机、手机等小功率甚高频(VHF)通信器件也向外发送电磁波, 都会影响电控设备的正常工作。装置对辐射电磁场敏感性的测试是一个必要的试验, 由于产生的场强达到一定等级, 所以试验必须在专业屏蔽室内进行, 以符合我国和国际上有关禁止干扰无线通信的规定。

(1) 试验的严酷等级见表 1.3-2。

表 1.3-2 辐射电磁场试验严酷等级

等 级	实验场强 (V/m)
1	1
2	3
3	10
×	特定

注 频率范围为 27~500MHz。

(2) 严酷等级的选择。电磁辐射会以某种方式使大多数电子设备受到影响。这种辐射往往是由操作人员、维修和安全检查人员使用的小型手提式无线电话机产生的。本试验所关心的主要是工业过程测量和控制仪表对这种手提式无线电话机产生的辐射的敏感性。当然也涉及其他各种电磁辐射源, 例如固定无线电台和电视发射台、移动式无线电发射机以及各种工业电磁辐射源。

除了人为产生的连续型电磁能以外, 还有各种由诸如电焊机、晶闸管整流器、荧光灯和驱动感应负载开关等装置产生的寄生辐射。这种干扰主要表现为传导干扰, 因此将由其他试验加以考虑。防止连续辐射影响所采用的方法通常也能减少这些干扰源的影响。

电磁环境是按电磁场的强度(场强, V/m)确定的。由于周围建筑物或者邻近的其他装置的影响使电磁波失真和(或)反射, 因此如果没有先进的仪表设备, 要想测量场强或是以经典的公式和方程式计算场强都是不容易的。

试验的严酷等级应根据被试装置在最终安装好后所暴露的电磁辐射环境加以选择。下列各级别是相对于表 1.3-2 的试验严酷等级列出的, 可作为选择合适等级的准则。

1 级: 低级电磁辐射环境, 典型的环境如距本地无线电/电视台 1km 远处和小功率无线电话机附近的地方。

2 级: 中等电磁辐射环境, 典型环境如靠近便携式无线电话机的装置, 但不近于 1m 的地方。

3 级: 严酷的电磁辐射环境, 典型的环境如紧靠大功率无线电话机的控制装置的地方。

× 级: 处于极为严酷的电磁辐射环境下的各种场所的未定等级。此等级由用户和制造厂商协商确定, 或由制造厂商规定。

试验结果的评定: 试验结果可根据被试装置的工作条件和功能规范按下列性能准则加以分类。

- 1) 在规范极限内性能正常。
- 2) 功能或性能暂时降低或丧失, 但能自行恢复。
- 3) 功能或性能暂时降低或丧失, 但需操作者干预或系统复位。

4) 因装置(元件)损坏而造成不可恢复的功能或性能降低或丧失。

对于验收试验, 试验大纲和试验结果的分析应符合有关标准或文件的规定。

## 1.3 电快速瞬变脉冲群

在电控设备中, 开关、接触器和继电器的触头在通断时的抖动, 电焊机等设备的工作均会产生电快速瞬变脉冲群, 这是电控设备常见的一种干扰形式, 电控装置的电快速瞬变脉冲群的敏感性是一个重要指标。

### 1.3.1 严酷等级

电快速瞬变脉冲群试验是一种耦合到电子设备电源线、控制线和信号线上的由许多快速瞬变脉冲组成的脉冲群试验, 试验的要素是瞬变的上升时间、重复率和能量。试验采用表 1.3-3 所示的严酷等级。

开路输出试验电压相当于储能电容器的电压, 并将标在快速瞬变脉冲群发生器上。

试验严酷等级应按照最实际的安装条件和环境条件加以选择。

为了确定装置在预计工作环境中的性能等级, 应根据这些严酷等级进行抗扰性试验。

对于输入/输出线路, 控制、信号线和数据线路, 使用试验电压为电源线施加值的一半。

表 1.3-3 电快速瞬变脉冲群试验严酷等级

等 级	开路输出试验电压 kV(±10%)	
	在电源上	在输入输出信号、数据和控制线上
1	0.5	0.25
2	1	0.5
3	2	1
4	4	2
×	特定	特定

注 “×”为不定级, 由用户与制造厂商商定, 或由制造厂商加以规定。

根据通常的安装实践, 建议按电磁环境要求选择电快速瞬变脉冲群试验的严酷等级。

1 级: 具有良好保护的环境。

设施具有下列特性:

- (1) 开关控制线路中电快速瞬变脉冲群全部被抑制。
- (2) 电源线(AC 和 DC)与来自属于高一严酷等级的其他环境的测量和控制线路分离。

(3) 屏蔽电源电缆的屏蔽层在设备参考地的两端接地, 并对供电电源采用滤波的方式加以保护。

计算机房可代表这类环境。

以此等级对装置进行试验, 只适用于型式试验中的电源线路及现场试验中的接地线路和装置的机柜。

2 级: 受保护的环境。

设施具有下列特性:

- (1) 仅在继电器(无接触器)切换的控制线路中对电快速瞬变脉冲群作部分抑制。
- (2) 全部线路与属于较高严酷环境等级的线路分离。
- (3) 无屏蔽的电源电缆和控制电缆以物理方式与信号电缆和通信电缆分离。

工厂和电厂的控制室或终端室可代表这类环境。

3级：典型的工业环境。

设施具有下列特性：

(1) 有继电器（无接触器）切换的控制线路，对电快速瞬变脉冲群无抑制。

(2) 工业线路与属于较高严酷环境等级的其他线路分离不完善。

(3) 电源、控制信号和通信线路采用专用电缆。

(4) 电源、控制、信号和通信电缆之间分离不完善。

(5) 有导电管道、电缆槽的接地导体（连接保护接地系统）和接地网提供的接地系统。

工业过程装置、电厂和露天高压变电所的继电器房等场所可代表这类环境。

4级：严酷的工业环境。

设施具有下列特性：

(1) 有继电器和接触器切换的控制和电源线路，对电快速瞬变脉冲群无抑制。

(2) 工业线路与其他属于较高严酷环境等级的线路不分离。

(3) 电源、控制、信号和通信电缆之间不分离。

(4) 控制和信号线路共用多芯电缆。

电站、露天高压变电站开关装置和工作电压达500kV的气体绝缘的配电装置（采用典型的安装措施）等，未采取特殊安装措施的工业过程设备、室外区域可代表这类环境。

×级：需加以分析的特殊环境。

可根据干扰源与装置的电路、电缆和线路等电磁分离的优劣以及装置的质量，采用高于或低于上述等级的环境等级。应该指出，较高严酷等级的装置线路能够进入严酷等级较低的环境。

### 1.3.2 电快速瞬变脉冲群发生器

为了确定装置对重复电快速瞬变脉冲群的敏感性，应以标准的电快速瞬变脉冲发生器予以测试，该发生器线路简图见图1.3-4，脉冲群波形见图1.3-5。

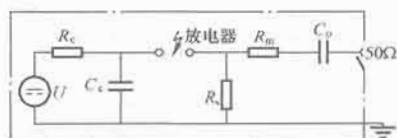


图 1.3-4 快速瞬变脉冲群发生器电路简图  
U—高压源； $R_c$ —脉冲持续时间形成电阻； $R_c$ —充电电阻； $R_m$ —阻抗匹配电阻； $C_0$ —储能电容器； $C_0$ —隔直流电容器

试验发生器的主要部件包括高压电源、充电电阻、储能电容器、放电器、脉冲持续时间形成电阻、阻抗匹配电阻和

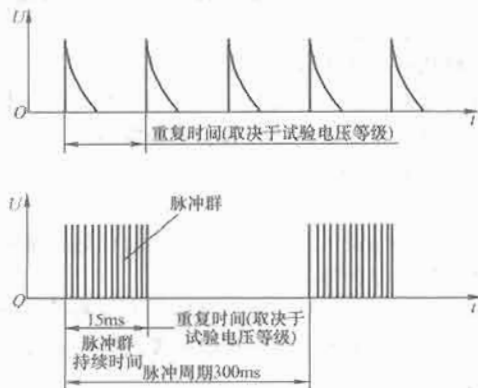


图 1.3-5 快速瞬变脉冲群波形

隔直流电容器。

(1) 电快速瞬变脉冲群发生器的性能特性。开路输出电压(储能电容器电压)： $0.25(1-10\%) \sim 4(1+10\%)$  kV；发生器应具有在短路条件下工作的能力。

(2) 电快速瞬变脉冲群发生器性能特性的检定。为使各种不同的试验发生器产生的试验结果能互相比较，试验发生器的特性必须经过检定。因此必须采取下列程序。试验发生器的输出经过一个50Ω的同轴衰减器连接到示波器上。测量设备的频宽至少应该是400MHz，并应监视一个脉冲群内脉冲的上升时间、脉冲持续时间和重复频率。

终端负载为50Ω时，检定电快速瞬变脉冲群发生器应具备的工作特性见表1.3-4。

1) 脉冲上升时间： $5(1 \pm 30\%)$  ns。

2) 脉冲持续时间(50%值)： $50(1 \pm 30\%)$  ns。

3) 脉冲的重复频率和输出电压的峰值：

0.125kV时， $5(1 \pm 20\%)$  kHz。

0.25kV时， $5(1 \pm 20\%)$  kHz。

0.5kV时， $5(1 \pm 20\%)$  kHz。

1.0kV时， $5(1 \pm 20\%)$  kHz。

2.0kV时， $2.5(1 \pm 20\%)$  kHz。

表 1.3-4 试验发生器在50Ω负载条件下工作的特性

项 目	特 性
最大能量	2kV、50Ω负载上的能量为4mJ/脉冲
极性	正/负
输出类型	同轴
动态源阻抗 <sup>①</sup>	1~100MHz之间、 $50(1 \pm 20\%)$ Ω
发生器内部的隔直流电容器	10nF
脉冲重复频率	见1.3.2节相关内容
脉冲上升时间	$5(1 \pm 30\%)$ ns
脉冲持续时间	$50(1 \pm 30\%)$ ns
50Ω负载上匹配输出的脉冲波形	见图1.3-6
与电源的关系	异步
脉冲群持续时间	$15(1 \pm 20\%)$ ms
脉冲群周期	$300(1 \pm 20\%)$ ms

① 源阻抗可分别在无负载和50Ω负载条件下测量脉冲的峰值加以验证(比例为2:1)。

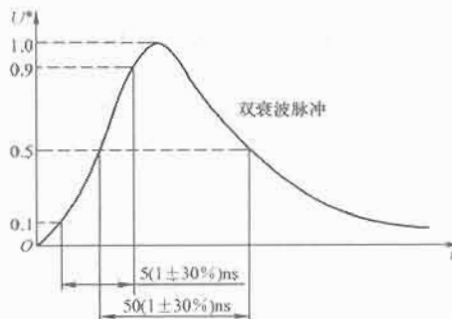


图 1.3-6 50Ω负载时单个脉冲的波形

采用发生器进行测试时，可通过电容耦合夹进行连接。

使用耦合夹就能在与线路端子、电缆的屏蔽层或被试装置的其他任何部分无任何电连接的情况下，把电快速瞬变脉冲群耦合到被试线路上。

耦合夹的耦合电容取决于电缆的直径、材料以及屏蔽层



(若有)。

耦合夹由罩住被试线路电缆(扁形或圆形)的夹持单元(用镀锌钢、黄铜、铜或铝制成)组成,并应放置在最小面积为 $1\text{m}^2$ 的基准底板上。基准底板的四周至少应超出耦合夹 $0.1\text{m}$ 。线路的两端应具有高压同轴接头,其任一端与试验发生器连接。发生器应连接在耦合夹最接近被试装置的那一端上。耦合夹本身应尽可能合拢,以便在电缆和耦合夹之间提供最大耦合电容。

采用耦合夹的耦合方法适用于验收试验。耦合方法设计用于输入输出电路和通信线路,也可以用于交流、直流电源线路。

在进行现场试验时,应在装置或系统最终安装条件下进行试验,一般不使用耦合/去耦合网络。详细的试验测试方法见国标 GB/T 17626.4—1998《电快速瞬变脉冲群的要求》。

试验结果的评定:

试验结果可根据被试装置的工作条件和功能规范按下列性能准则加以分类。

- 1) 在规范极限内性能正常。
- 2) 功能或性能暂时降低或丧失,但能自行恢复。
- 3) 功能或性能暂时降低或丧失,但需操作者干预或系统复位。
- 4) 因装置(元件)损坏而造成不可恢复的功能或性能降低或丧失。

对于验收试验,试验大纲和试验结果的分析应符合有关标准或文件的规定。

## 2 抗干扰技术

随着电力电子、微电子和计算机技术的迅速开发和广泛应用,原来以强电和电器为主、功能简单的电气控制设备已发展成强弱电紧密结合、以电力电子和微电子器件为核心、功能齐全的新型电子控制设备。在我国,新一代电子控制设备正越来越广泛地应用到国民经济的各个部门,并产生了巨大的经济效益。然而,电子控制设备由于其所用的元器件和电子线路具有工作信号电平低、速度快及元器件安装密度高等特点,对电磁干扰较敏感,因而对使用现场的电磁环境要求也较苛刻。另一方面,电子控制设备本身在工作时也向外界发出电磁干扰,往往影响其他电子设备的正常工作。

国内外实践证明,如果现代电子控制设备和系统在设计、制造、安装和使用缺乏正确的抗干扰技术指导,则往往设备既不能迅速投入正常工作,也不能长期稳定可靠地运行,有的甚至严重影响整个企业的经济效益。特别是近十几年来,自动化技术高度发展,电子控制设备和系统的功能日趋复杂,规模也越来越大,使得电子控制设备的抗干扰问题更具有复杂性和普遍性。20世纪60年代初期那种简单地凭经验,定性分析及分散的抗干扰手段远远不能适应这种形势,因而抗干扰问题已成为电子控制设备领域的一个既重要而又迫切需要解决的实际问题。

在此期间,国内外许多部门先后投入了相当的力量从事电子控制设备抗干扰技术的研究,国际性的抗干扰(或电磁兼容性)专业组织也相继成立,对电磁干扰进行了大量的调查;开发了各种干扰量和抗干扰能力的测试方法和测试仪器,制定了一系列有关抗干扰的试验、设计、施工等标准和规范;大力推广研究成果,将抗干扰技术从凭经验和定性分析的低级阶段提高到依靠科学和定量分析来抑制干扰的高级阶段。现在已经能够有目的地采取经济而有效的措施来提高

电子控制设备的抗干扰能力、减少其发出的干扰,并且使它们能在现场严酷的电磁环境中长期、稳定、可靠地运行,从而在实践中取得了明显的社会效益。

图1.3-7为电控系统内外电磁干扰的关系,图中的扭曲线表示干扰路径。

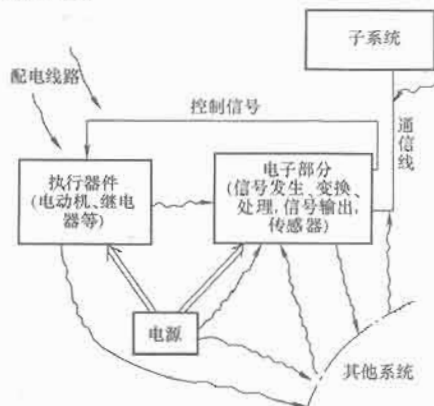


图 1.3-7 电控系统内外电磁干扰的关系

### 2.1 抗干扰设计的基本原则

抗干扰设计的基本任务是使系统或装置既不因外界电磁干扰的影响而误动作或丧失功能,也不向外界发送过大的噪声干扰,以免影响其他系统或装置正常工作,所以其设计主要遵循下列三个原则。

- (1) 抑制噪声源,直接消除干扰产生的原因。
- (2) 切断电磁干扰的传递途径,或者提高传递途径对电磁干扰的衰减作用,以消除噪声源和受扰设备之间的噪声耦合。
- (3) 加强受扰设备抵抗电磁干扰的能力,降低其噪声敏感度。

为实现上述原则,对于具体电磁环境的噪声与干扰的物理性质、噪声产生的机理、噪声的频谱特性、噪声的传递方式和受扰设备本身的抗扰性能等,不仅要有定性了解,还要有定量分析,这样才能得到好的效果。目前国内外在这方面虽然已有大量实验经验,但在定量方面具体的测试、试验方法还是较少的。许多问题尚有待进一步研究。

### 2.2 噪声的分类

噪声是指任何不希望有的信号,确切地说是在一有用频带内的任何不希望有的干扰。对于电噪声来说:“叠加于有用信号上的扰乱信号传输,使原来的有用信号发生畸变变化的电物理量称为电噪声,简称噪声”。

噪声的种类繁多,其产生、传递及抑制的方法也各不相同。可以按噪声产生的原因、性质、波形、持续时间或传递方式来分类。下面以产生原因来分类,分为内部噪声和外部噪声。

(1) 内部噪声是指电子设备和装置内部或器件本身产生的噪声,见表1.3-5。

表 1.3-5 内部噪声种类

类 型	产 生 原 因
热噪声	由导体、半导体器件和电阻中电子热骚动所形成的电子噪声
散粒噪声	由电子管或半导体器件内电子或载流子的不规则、不连续的运动而引起的电压起伏现象

续表

类 型	产 生 原 因
闪变噪声	电子管内各种表面漏电效应引起载流子密度的波动所产生的低频噪声
颤动噪声	由于机械振动使电子管电极电流波动而产生
交流噪声	工频整流电路滤波不佳、变压器漏磁通感应分量, 导致输出中混入交流分量, 产生交流噪声
感应噪声	由于器件布局、配线或接地不当所产生的静电感应、电磁感应噪声
断裂噪声	接地不良所产生的“喀喇”、“卡塔”噪声
尖峰噪声	切断感性负载或接通容性负载时所产生的冲击或衰减振荡噪声
振荡噪声	由于去耦不佳, 部分输出功率反馈到输入引起放大电路产生振荡
反射噪声	高频电路长线传输时, 由于阻抗不匹配, 发生信号传输反射, 引起信号波形畸变
其他噪声	谐波、器件特性变坏等引起的噪声

(2) 外部噪声是指从外部侵入电子设备和装置的噪声, 主要是自然噪声和来自其他机器和设备的噪声 (人为噪声), 见表 1.3-6。

表 1.3-6 外部噪声种类

类型	噪声来源	原 因	特 点
自然噪声	大气层噪声	当大气层中有构成电荷分离、积蓄等条件时所产生的充放电现象, 如雷闪、台风、火山喷燃、黄沙和飞雪等	火花放电, 频带甚宽, 传送距离甚远, 随季节和地区不同而变化
	太阳噪声	由于太阳黑子或磁暴发射出的电磁噪声	强度与黑子活动状况有关, 严重干扰通信
	触点电器	继电器、接触器和电磁开关的开关动作	火花放电, 电弧放电, 脉冲噪声
人为噪声	带换向器电动机的机械	电钻、汽车发动机、吸尘器、搅拌机及直流电动机	火花放电, 电弧放电
	放电管	荧光灯、高压汞灯	辉光放电
	宇宙噪声	宇宙中电子转移、星体爆炸等产生	干扰无线电通信和危害宇宙航行
	半导体控制装置	晶闸管、逆变器和开关电源	谐波, 高频噪声
	高频设备	高频加热器、电焊机、超高频理疗器械和电测仪	高频噪声
	超声波设备	探伤仪、测深仪及洗涤剂	高频噪声
	电力输配电线路	工频感应、静电、电磁感应、大地漏电流、绝缘老化及触点接触不良	工频或脉冲噪声, 电晕放电, 电弧放电
	电气化铁路	整流装置、供电接触不稳及本身引起反射	火花放电, 电弧放电反射
	大功率发射装置接收装置	广播设备、雷达、发报机、电视机、调频机及调幅机	辐射噪声
	电子计算机	时钟发生器	高频脉冲
	核爆炸	气体电离使地磁场剧烈突变产生 100kA 的电磁脉冲	电磁脉冲波

在电子控制电路中, 常按照噪声对电路的干扰模式分为常模噪声和共模噪声, 这样便于采取相应的抑制措施。

1) 常模噪声。又称线间感应噪声、对称噪声、串模噪声或差动噪声。噪声侵入信号的往返线路上, 见图 1.3-8 (a)。图中,  $N$  为噪声源,  $U_N$  为噪声电压,  $R$  为电子设备。噪声电流  $I_N$  在电子控制电路中有相同的路径和流动方向, 这种噪声较难抑制。

2) 共模噪声。又称对地感应噪声、不对称噪声。见图 1.3-8 (b), 在信号的两条往返线上各流过一部分噪声电流, 而以地为公共回路。这种噪声较易抑制和消除, 但往往会由于线路不对称, 使共模噪声转化为常模噪声而难以抑制。

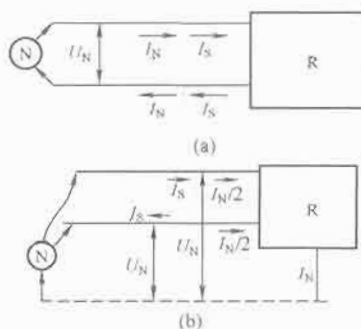


图 1.3-8 噪声对电路的干扰模式  
(a) 常模噪声; (b) 共模噪声

## 2.3 噪声的传递方式

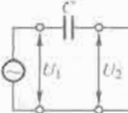
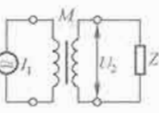
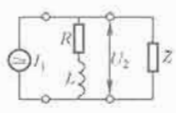
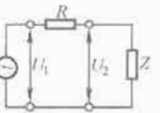
可以认为, 所有的噪声都是通过各种导线、空间或大地传递的。表 1.3-7 列出了各种传递方式的基本情况。电子线路中各种噪声可以以静电感应、电磁感应、公共阻抗耦合和漏电流耦合等多种方式表现出来, 表 1.3-8 列出了各种噪声耦合机理及其抑制的基本方式。

表 1.3-7 噪声的传递方式

传递途径	传递方式	特 点	噪声表现方式
导线	传导	经导线侵入	由电源线、控制线或信号线侵入的常模噪声或共模噪声
	辐射	与辐射电磁场距辐射源的距离和波长有关	电磁波
空间	感应	平行配线或多芯电缆等近距离电磁场	静电感应: 高阻抗电场静电耦合; 电磁感应: 低阻抗磁场电磁耦合
	地线传导、地线感应	地线上产生噪声电压	由地线侵入的静电耦合或电磁耦合噪声; 外电流流入裸线的电导耦合噪声; 接地线成为天线向外辐射噪声
大地或接地电路	接地噪声	地电流	接地点间电位差形成共模噪声

表 1.3-8

噪声耦合机理及抑制方法

分 类	静电感应	电磁感应	公共阻抗耦合	漏电流耦合
耦合机理				
等效电路估算公式	$U_2 = j\omega C U_1 Z$	$U_2 = j\omega M I_1$	$U_2 = R I_1 + j\omega L I_1$	$U_2 = \frac{U_1}{R} Z$
与实际元件的对应关系 (括弧内为举例和典型数据)	元件内部的分布电容 (电阻器、线圈) 元件内部的耦合电容 (光耦合器 0.8pF、大功率继电器 15pF、舌簧继电器 2pF) 元件相互间 元件和大地间 端子或插座的引脚间 印制导线间 配线之间 电缆芯线间 (控制电缆 90pF/m) 电缆相互间 电缆与大地间的分布电容	电磁元件漏磁通 (变压器、线圈、继电器、扼流圈) 印制导线间 电缆间的互感	交流电源阻抗 (供电变压器、配电线) 直流电源阻抗 (输出阻抗) 导线阻抗 (供电线、条型电源母线、小型母线、印制导线、特别是印刷导线中的公用零线和公用接地线)	印制电路板表面 (尤其在运算放大器的输入附近) 端子板表面 继电器端子间 加热炉和加热器与热电偶间的漏电流 电容器漏电流 二极管反向漏电流
防止耦合的主要方法 (根据估算公式得出的基本技术措施)	减少噪声电压 $U_1$ 抑制高频分量 (或抑制电压的急剧变化) 减少耦合电容 (隔离、减少相对部分的面积, 或减少导线平行长度、加屏蔽) 减少二次阻抗 $Z$	减少噪声电流 $I_1$ 抑制高频分量 (或抑制电流的急剧变化) 减少互感 (隔离、将线圈的轴向错开、增加相互间距离、减少环路面积、磁屏蔽或用双绞线)	减少噪声电流 $I_1$ 抑制高频分量 (或抑制电流的急剧变化) 抑制电阻分量 $R$ (也注意集肤效应) 抑制本身电感 $L$ (导线截面积、编织线或无感线圈)	减少噪声电压 $U_1$ 增加绝缘电阻 $R$ (材料、爬电距离、表面处理) 隔板 减少二次阻抗 $Z$

## 2.4 抗干扰的基本措施

抗干扰技术的基本措施是基于前述的三个原则进行的。一般来说,对于噪声源,可采用滤波、阻尼、屏蔽、阻抗匹配、对称或平衡配线,以及电路去耦等措施;对于被干扰设备,可采用提高信噪比、增加开关时间、提高功率等级以及对电源和信号滤波等措施。可根据电磁环境、装置的工作要求选用,往往是多种措施并列采用,才能得到满意的抗干扰效果。表 1.3-9 列出了最基本的抗干扰措施供设计参考,具体的实施方法后面将详述。

表 1.3-9 最基本的抗干扰措施

措 施	适用范围	方 式
电路、器件	旋转机械	采用 RC、LC 滤波器等
	继电器等感性负载	采用 RC、二极管等
	电子电路	采用旁路电容器、压敏电阻、积分电路或光隔离器等
滤波	电源回路	用常模、共模滤波器、铁氧体磁珠、电源隔离变压器或非线性电阻器等
	信号回路	用共模滤波器、传输滤波器
屏蔽	壳、套、罩	用机壳、盒、箱、屏蔽网、板或室等
	封装插件	用衬板、垫圈或密封材料等
布线	配线	用分类走线、屏蔽线、绞合线或同轴电缆等
	连接器	用带屏蔽的接插件、滤波连接器等
接地	结构 (件)	通过建筑物、机房、柜、箱、盒、屏或底盘等接地
	电路、导线	各种电缆的外皮接地

## 2.5 抗干扰设计的检查细则

根据上述噪声发生、传递、干扰的机理以及抗干扰的基本措施,在系统设计和产品生产调试中应自始至终予以检查、改进,以达到预期的目的,表 1.3-10 列出了抗干扰自检项目。

表 1.3-10 抗干扰自检项目

项号	类别	检查项目	采取的措施
1	设计	本设备运行时对其他装置的干扰	抑制对外的电磁干扰
2		设备在所规定的电磁环境中的抗干扰能力	测试现场条件,采取措施
3		现场的电源波动和温度变化的影响	
4		负载变化及通断的浪涌对器件的危害	防浪涌措施
5		大电容负载的冲击电流和过电压的抑制能力	加限流电阻、电感或保护二极管
6		TTL 电流源器件“与”连接时个别器件过电流损坏的可能性	
7		电源短路的保护措施	
8	电源	电源通断时产生的尖峰脉冲的影响	采用过零开关或错开敏感期
9		电网波动对电源的影响	加自动调压器
10		电源发生瞬时变化时的工作稳定性	加自动调压器
11		连续运行的局部温升异常	散热通风措施
12		集成式电源或运算放大器有否自锁现象	纠正电源建立顺序

续表

项号	类别	检查项目	采取的措施
13	输入输出	集成电路开关动作引起的振荡尤其是前后沿时间短于 $1\mu\text{s}$ 时	加整形电路
14		作为其他电路(晶体管等)输入的集成电路与输出信号匹配	提高晶体管输入阻抗等
15		集成电路多余输入端的处理	合并或接电源
16		集电极开路的集成元件输出端配置“上拉电阻”,以提高噪声容限	接 $1\sim 10\text{k}\Omega$ 上拉电阻
17	信号	集成电路输入端配置接地电阻或负钳位电压,以保持输入为低电平	接 $390\Omega$ 以下接地电阻或加钳位二极管
18		时钟脉冲或信号有无双脉冲、振铃和振荡现象	
19		触发器的触发脉冲宽度和信号宽度是否过宽	
20		集成式单稳态触发器的尖脉冲干扰动作	加积分电路或加选通信号
21	布线	开关电路印制板的电源加旁路电容器,降低板内电源干扰	
22		印制电路板组成系统的调试步骤合理,以免某板过额运行	
23		印制电路板的插拔操作,及其对其他板的影响	
24		各印制板接地线的电位差影响	
25		屏蔽线的一点接地	合理布线
26		动力线与信号线的干扰影响	分开布线或加屏蔽
27	加工工艺	交流接地与数控装置机壳分开接地	
28		双列直插式集成电路插脚不宜多次弯曲	弯曲不应超过 $30^\circ$
29		电烙铁漏电	
30		钳子、螺钉旋具等工具的磁化	
31		印制线条有无断开或短路	
32		装配中的静电危害	操作者、工作台、地面去静电措施
33		焊接温度过高	不超过 $200^\circ\text{C}$ ,采用浸焊

### 3 常见噪声的抑制

对于工业电气传动自动化装置而言,出现剧烈的电流或电压变化的部位便是噪声源。根据电荷移动方式,可分为放电、浪涌和振荡三类。按干扰侵入方式可分为6类。

- (1) 由动力线侵入的传导干扰。
- (2) 由数据线或信号线侵入的传导干扰。
- (3) 直接进入电子设备的辐射干扰。
- (4) 经动力线混入的辐射干扰。
- (5) 经数据线或信号线混入的辐射干扰。
- (6) 电子设备本身产生的电磁干扰。

#### 3.1 电网噪声的抑制

##### 3.1.1 尖峰脉冲和持续噪声

在工程中导致设备故障停产的外部干扰中,最危险的是电网中脉宽小于 $1\mu\text{s}$ 的尖峰脉冲和大于 $10\text{ms}$ 的持续噪声。其主要表现形式是正弦波上叠加正负尖脉冲或高频分量;持续的过电压、欠电压、缺口或断电。

尖峰脉冲多数是由于投切感性或容性负载、故障跳闸、熔断器熔断以及雷电引起的。其在高压侧表现为重复性的振荡脉冲,振荡频率为 $5\text{kHz}\sim 10\text{MHz}$ ,脉宽在 $50\mu\text{s}$ 以内,幅值为 $200\sim 3000\text{V}$ ,有效电流在 $50\text{A}$ 以内,重复频率为 $1\sim 100$ 次/s。在低压侧表现为不规则的正负脉冲,偶尔有振荡脉冲波,频率高达 $20\text{MHz}$ ,前沿陡(约 $5\text{ns}$ ),有效电流在 $100\text{A}$ 以内,幅值为 $100\text{V}\sim 10\text{kV}$ 。

持续噪声多是由于过载或短路时,断路器动作引起的 $0.5\text{s}$ 以上的停电;其次是大型异步电动机启动、熔断器熔断或雷击造成的短时扰动。在电网中幅值波动可达到额定值的 $+10\%\sim -15\%$ 以上。在电气传动装置电网中,还存在由于使用晶闸管而引起的电网“污染”问题。

##### 3.1.2 雷电浪涌的抑制

雷电是一个强烈的噪声源。当雷云直接向动力线放电时,称为直击雷,其电压高达 $5\times 10^6\text{V}$ ,后果严重,必须设置避雷针避免发生直击雷。此外,当直击雷击中架空地线或铁塔时,有时会使该处电压急剧升高,发生对附近配电线路的飞弧现象,从而损坏配电系统,其原因是架空地线或铁塔接地电阻太大,应降低接地电阻。

其次为感应雷,即当线路附近发生雷击时,在线路上的感应电荷迅速移动和消失时产生的浪涌电压,电压高达 $4\times 10^6\text{V}$ ,破坏性很强,抑制的办法是对线路或设备设置静电屏蔽。

##### 3.1.3 交流电网传输噪声的抑制

根据电磁环境和设备的重要性采取一种或多种措施,以免交流电网中的噪声进入直流电源中。

(1) 在设备进线端设置低通滤波器。这是一个无源四端网络,电源通过它后可保留直流分量和低于其截止频率 $f_0$ 的谐波,而高于 $f_0$ 的谐波则被滤掉。它能抑制电源的高频、脉冲噪声,但对抑制变压器投入时的励磁电流浪涌及超声波干扰无明显效果。表1.3-11列出了一些实用低通滤波器的实例。表中 $C_1$ 、 $C_2$ 可采用纸介电容器, $C_3$ 可采用云母、瓷介等高频电容器。


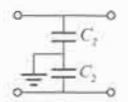
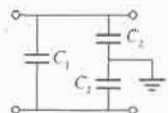
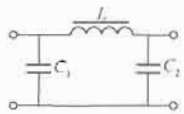
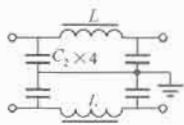
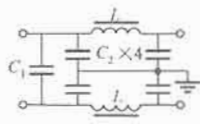
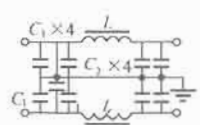
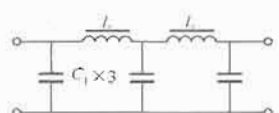
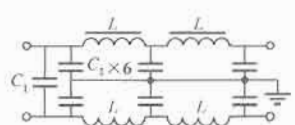
在设计时,应考虑同时采用线间及对地滤波,一般对地干扰较大,如一级滤波效果不佳,可考虑多级滤波。安装时应注意以下几点:

- 1) 多级滤波器的输入电感线圈与输出电感线圈不可平行相邻布置。
- 2) 电容器的引线尽可能短。
- 3) 全部导线要贴地敷设。
- 4) 滤波器尽量靠近控制装置。
- 5) 滤波器本身必须屏蔽,屏蔽外壳直接固定于控制柜机壳,并接触良好。

(2) 设隔离变压器。带多重屏蔽的隔离变压器能有效地抑制浪涌噪声和中频噪声。现在多采用三重屏蔽变压器(如XB系列电源变压器)、一次侧屏蔽层接大地,可有效消除共模噪声;二次侧屏蔽层接系统地或逻辑公共地;二次侧最外层屏蔽亦接系统地。实验证明,这样可以使电网中的脉冲浪涌和高频噪声降低到原来的 $60\%\sim 70\%$ ,但对于晶闸管引起的电网波形畸变无什么改善作用。

表 1.3-11

实用低通滤波器线路图

名 称	特 征	$L(\text{mH})$	$C_1(\mu\text{F})$	$C_2(\mu\text{F})$	$C_3(\text{pF})$	电 路 图
电容滤波器	线间		0.47~2			
	对地			0.47~2		
	混合		0.47~2	0.47~2		
LCπ形混合滤波器	线间		0.47~2	0.47~2		
	对地		0.47~2	0.47~2		
LCπ形滤波器	混合 I	数个到数十个	0.1~1	0.47~2		
	混合 II		0.1~1	0.47~2	数百到数千	
LC双π形滤波器	线间		0.1~1			
	对地	数个到200个	0.1~1	0.47~2		



(3) 设稳压器。当电网电压有较大波动, 超过  $\pm 20\%$  时 (一般为  $\pm 10\%$ ), 应加设稳压器。采用磁饱和稳压器的稳压效果较电子管式稳压器为好, 使用得比较多, 近年来推广的交流稳压变压器, 兼有稳压、变压及抗干扰作用, 已应用较普遍。在交流电压波动超过  $30\% \sim 40\%$  的场合, 采用晶闸管稳压环节是适宜的。对于一般模拟量运算电路和低速数字电路, 可以不用滤波器和隔离变压器。

### 3.1.4 瞬变噪声的抑制

在切换感性负载或容性负载时, 当负载中的电流或电压急剧变化时, 由于  $di/dt$ ,  $du/dt$  作用, 在电网中形成

很高的脉冲瞬变噪声, 这类噪声频谱宽、能量大、范围广, 对电子器件, 尤其是集成电路的危害性大, 在设计中必须采取措施。

(1) 切断感性负载。这种情况所产生的瞬变电压峰值可高达几千伏, 含有丰富的谐波, 不仅可以通过导线直接进入器件电源, 而且可以通过线间分布电容、绝缘电阻侵入逻辑系统; 此外, 触点的断弧火花, 还将产生辐射噪声。交直流感性负载瞬变噪声的抑制措施见表 1.3-12, 国内常用交流接触器的 RC 网络配置见表 1.3-13。

表 1.3-12

感性负载瞬变噪声抑制网络

网络名称	适用情况	设置位置	特 点	图 例	参 数 计 算
R 网络	交流或直流	线圈	能抑制反电动势, 简单, 缺点是耗能, 降低工作频率		$e_L = I_0 R$ $I_0$ ——断开前线圈电流 $E$ ——交流时为有效值 $e_L$ ——反电动势
D 网络	直流	线圈	抑制反电动势效果最好, 但使电磁机构释放延时, 降低灵敏度		$e_L = I_0 r_0 + U_{VD}$ $r_0$ ——线圈内阻 $U_{VD}$ ——二极管正向压降 $VD$ 的耐压 $\geq E$ $VD$ 的额定电流 $\geq I_0$ $e_L$ ——反电动势
R-D 网络	直流	线圈	可满足动作灵敏度与反电动势抑制兼顾的要求		$VD$ 的参数同 D 网络 $R$ 的参数值为几十欧姆~几千欧姆 $e_L = I_0(r_0 + R) + U_{VD}$ $R$ 增加, 动作灵敏度提高, 干扰电动势增加 $e_L$ ——反电动势
RC 网络	交流或直流	线圈或触点	在交直流电路中广泛采用, 价廉, 精心选择参数可得到较好效果		直流回路中: $C$ 的参数值为 $0.01 \sim 2 \mu F$ , 线圈电感较大, 则 $C$ 亦较大 $R$ 的参数值为几十欧姆~几百欧姆 线圈电感值愈大, 则 $C$ 取最大值, $R$ 取最小值 交流回路中: $C$ 的参数值为 $0.4 \sim 1 \mu F$ ( $2 \mu F$ ) $C$ 耐压 $U_C \geq \sqrt{2}U$ $R$ 值为几十欧姆~几千欧姆, 电阻额定功率为 $2W$
RC-D 网络	直流	线圈或触点	用于线圈内阻较小的电路, 效果比 RC 网络好, 尤其用于触点时		$VD$ 的参数同 D 网络 $C$ 的参数同 RC 网络 $R > 10 \frac{E}{I_A}$ $I_A$ ——触点最小飞弧电流, 对金、银、合金触点为 $0.4A$
稳压管网络	交流或直流	线圈或触点	效果与 RC 网络、R-D 网络相近, 经济性较差, 体积小, 用于低电压、小电流		用于触点时: $e_L = \sqrt{2}u + U_{VS}$ $U_{VS}$ 为稳压管的稳定电压, $U_{VS}$ 大, 则灵敏度好, 但抗干扰性差 用于线圈时: $e_L = U_{VS} + I_V$ $U_{VS} = 1.5 \sqrt{2}u$ (交流回路) $I_{VS} \geq I_0$

续表

网络名称	通用情况	设备位置	特点	图例	参数计算
压敏电阻网络	交流或直流	线圈或触点	应用广泛,体积小,重量轻,价格低,频响快,选用方便,但残留电压较高,对电弧抑制效果差		用于线圈上时: $1.25E \leq U_{\text{标}}, u_{\text{残}} < 300V$ $I_{\text{标}} > I_1 = (1\% \sim 10\%)I_0$ 用于触点上时: $u_{\text{残}} < 300V$ $1.25E - I_1 r_0 \leq U_{\text{标}} < 300V$ $I_{\text{标}} > I_1 = (1\% \sim 10\%)I_0$ $U_{\text{标}}, I_{\text{标}}$ ——标称电压、电流 $u_{\text{残}}$ ——残留电压 $E$ ——电源电压,交流时为峰值
混合型	交流或直流	线圈或触点			

表 1.3-13

国内常用交流接触器的 RC 网络

接触器型号	50/60Hz 额定控制电源供电电压(V)												电阻 R 的额定功 率(W)
	24		42~48		60		110~127		220		230~240		
	R(Ω)	C(μF)	R(Ω)	C(μF)	R(Ω)	C(μF)	R(Ω)	C(μF)	R(Ω)	C(μF)	R(Ω)	C(μF)	
3TH2	39	2.2	150	0.68	220	0.33	680	0.082	2200	0.02	2200	0.02	0.33
3TH4/3TH3	22	3.9	68	1.0	150	0.68	220	0.2	1000	0.068	1000	0.068	0.33
3TF2	39	2.2	150	0.68	220	0.33	680	0.082	2200	0.02	2200	0.02	0.33
3TF40-45, 3TF30-35	22	3.9	68	1.0	150	0.68	22	0.2	100	0.068	100	0.068	0.33
3TF46/47	10	6.8	33	2.2	68	1.6	270	0.33	1000	0.1	1000	0.1	0.5
3TF48 <sup>①</sup> /49	4.7	15	15	4.7	27	2.7	120	0.68	390	0.22	390	0.22	0.5
3TF50 <sup>①</sup> /51	3.9	18	10	5.6	22	3.3	100	0.82	330	0.27	330	0.27	0.5
3TF52 <sup>①</sup> /53	2.7	22	10	6.8	15	3.9	68	1.0	270	0.33	270	0.33	1.0
3TF54 <sup>①</sup> /55	2.2	39	4.7	2.7	10	6.8	47	2.2	150	0.68	150	0.68	1.0
3TF56 <sup>①</sup>	2.2	47	4.7	15	10	8.2	47	2.7	150	0.82	150	0.82	1.5
3TF57/3TF68	3TF57 和 3TF68 批量生产 $U_S=600V$ 及以下, 并接压敏电阻												
3TC44	68	3.9	68	1.0	150	0.68	220	0.2	1000	0.068	1000	0.068	0.33
3TC48	4.7	15	15	4.7	27	2.7	120	0.68	390	0.22	370	0.22	0.5
3TC52	2.7	22	10	6.8	15	3.9	68	1.0	270	0.33	270	0.33	1.0
3TC56	2.2	47	4.7	15	10	8.2	47	2.7	150	0.82	150	0.82	1.5

注 当交流接触器线圈电压为 380V 时, 可用两个用于 230V 的 RC 元件串联后使用。

① 这些数值也适用于相当于 AC-I 接触器的 3TK4 和 3TK5。

(2) 大功率负载切换。机械式开关、继电器或接触器等触点切换交流大功率负载时, 由于动作时间与波形不同步, 若在电源电压或电流瞬时值较高处接通负载, 或在负载电压或电流瞬时值较高处断开负载, 便会出现很大的尖峰电流或浪涌电压。采用晶闸管过零开关(又称零伏开关或交流同步开关)在电源电压瞬时值过零处接通负载, 或在负载电压(或电流)瞬时值过零处断开负载, 便可实行无噪声切换。

图 1.3-9 为一种集成电路过零开关的原理图。

(3) 接通容性负载。电容或大电流负载合闸时会产生很大的电流冲击, 引起瞬变噪声, 一般采用图 1.3-10 所示的

几种限流措施予以抑制。

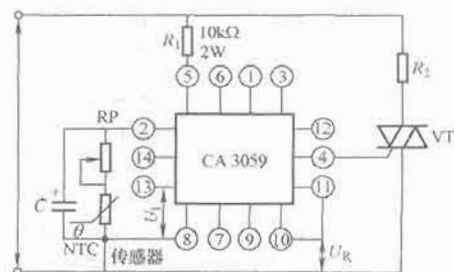


图 1.3-9 过零开关原理图

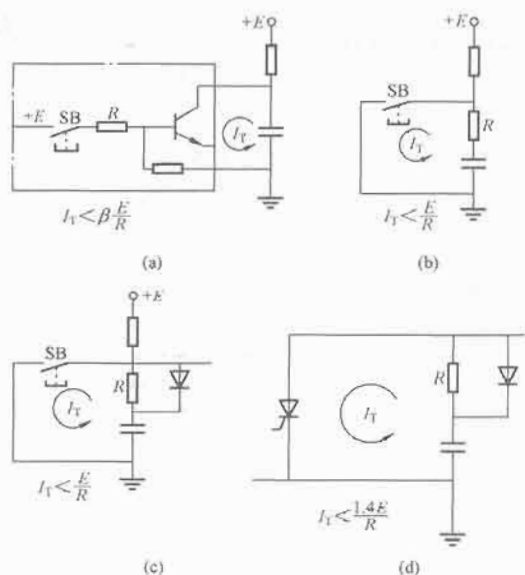


图 1.3-10 容性负载瞬变噪声的抑制措施

### 3.1.5 晶闸管/二极管变流装置噪声的抑制

目前晶闸管/二极管变流装置已广泛用于工业、民用等各个领域,随之而来的是电磁环境被严重恶化,尤其是在“小电网”工况下运行的晶闸管变流装置,对电网产生了严重的“污染”。当电网的短路容量比晶闸管/二极管变流装置的容量大 30~50 倍时,允许装置直接接入电网,详见国家相关标准。

由于晶闸管/二极管变流装置运行时,交流电流为矩形电流,其中含有丰富的谐波,使电网波形发生严重畸变;晶闸管/二极管换相时宽而深的缺口使电网电压严重跌落,有时可超过 20%;晶闸管/二极管高频的通/断动作还将产生 300kHz~3MHz 的高频辐射噪声,严重干扰周围的电子电路、通信线路的正常工作;在深控调速时,使电网功率因数大大降低。通常可采用下列措施:

(1) 增加变流装置的相数。大部分晶闸管/二极管装置采用三相桥式线路,当单组三相桥式线路运行时,直流输出脉波数为 6,在电网上相应产生的谐波为 5, 7, 11, 13, 17, 19, …, 谐波电流的幅值为基波电流的 1/5, 1/7, 1/11, 1/13, 1/17, 1/19, …。当采用两组交流输入相位差 30°的三相桥式线路串/并联运行时,直流输出脉波数为 12 脉波,此时在电网上产生的相应谐波电流为 11, 13, 17, 19, …, 谐波电流的幅值为基波电流的 1/11, 1/13, 1/17, 1/19, …, 这样装置虽然复杂了,但对电网的“污染”却大大降低了,功率因数提高,在大功率变流装置中采用是适宜的。

(2) 采用滤波和无功功率补偿装置。晶闸管引起的电网电压波动,其根源是无功功率变化所引起的,采用传统的调相机、静电电容器组,可对无功进行静态的补偿,但不能实现动态无功功率补偿。目前多应用电力电子技术,加设静止型无功功率补偿装置,简称 SVC (Static Var Compensator),由晶闸管、电抗器或电容器组成的装置来实现无功补偿。这种补偿技术与交流调速技术和高压直流输电技术是当代电工领域的三大热门技术。在国内外主要用于超高压输电系统和大功率变流装置。国内已用于大型钢铁企业以及船舶电力系统中。

为了滤去谐波,可以在交流电源线间并入固定的 LC 串联谐振补偿装置。各组的 LC 参数配置应满足 5 次、7 次等谐振条件。这种方法简单,缺点是变流装置轻载运行时,补

偿装置的容性负载会引起电网电压升高,出现过补,应根据负载大小予以投切控制。

(3) 设线路电抗器。为抑制晶闸管换相缺口对电网电压波形的影响,在公用整流变压器的情况下,可在变流装置的进线端串入线路电抗器或将磁环套在进线上。线路电抗器电感量根据负载电流的大小来确定。一般使线路电抗器在通过额定电流时的电压降为线路额定电压的 4%~10%。在有单独整流变压器的场合,变压器的漏感亦起类似作用。

(4) 射频噪声的抑制。由于晶闸管通断工作所产生的高频噪声正处于调幅广播频段,形成射频干扰(简称 RFI)。其一部分高频能量经输入输出线传输,向空间发射,影响电力线附近的通信设备,形成传导 RFI;另一部分由晶闸管变流装置直接向外辐射,侵入天线,形成辐射 RFI。其抑制措施如下:

1) 在晶闸管支路上串入几微亨到几十微亨的电抗器或磁环,降低电流变化率。

2) 晶闸管的阴阳极间并联 RC 支路,抑制关断过电压,避免振荡。

3) 信号线串接 π 形 LC 高频滤波器, L 为几微亨, C 为几微法。

4) 用导电性好的金属网将产生 RFI 的设备和导线实行静电屏蔽。一般采用双层网,网孔间隔为 5mm。金属网材料以黄铜最佳,铁网亦可,注意网的接地线要短、粗且接地可靠。

(5) 采用 PWM 控制交流技术。脉宽调制(简称 PWM)方式与移相控制方式相比,对电网的功率因数影响小,亦能降低对电网的“污染”。

### 3.2 直流电源噪声的抑制

直流电源通常是由工频电流经过变压、整流、滤波和稳压后得到,这类电源的噪声主要是来自电网的传导噪声和本身滤波不佳引起的纹波噪声,前者的抑制措施在 2.3 节中已叙述过,不再重复。至于纹波噪声,交流噪声可通过增加滤波级数或加大滤波电容予以消除。

通常滤波电容均采用电解电容器,但由于制造工艺问题,存在较大的分布电感,故而应另并联一个 0.1~0.47μF 的高频电容器,一般可采用独石电容器、瓷介质电容器或玻璃釉电容器等,用以旁路高频脉冲干扰。

目前在工业中已广泛采用高频开关电源,它具有体积小、效率高、重量轻的优点,但是这类电源的噪声幅度大、频带宽、辐射严重,故而应采用特殊的抗干扰措施。一般可考虑以下几方面:

(1) 开关电源的谐波电压(即噪声电压)是由其开关特性所决定的,不可避免。虽然降低开关电压的差值、增加开关时间及降低开关频率均能使谐波电压下降,但随之却使电源变压器增大、效率降低,在设计时应合理选择。

(2) 设置滤波器、旁路电容器和浪涌吸收器,见图 1.3-11。图中,  $L_C$ 、 $C_Y$  组成共模滤波器,  $L_C$  为环形铁心,采用双股绕法,  $L_E$  为接地电感,亦起抑制共模噪声作用。  $L_D$ 、 $C_X$  组成常模滤波器,  $C_X$  为集电极对地电容。一般  $L_C$ : 1~3mH、 $C_X$  = 0.1~0.47pF、 $C_Y$ : 2000~6800pF、 $L_D$  = 100~500μH。根据噪声情况,  $C_K$  可取 1~10μF。

(3) 在开关电源晶体管与散热器之间的垫圈材料应选用低介电常数、热阻低的材料;在散热器和机壳之间也应加设同样材料的垫圈,可以减少集电极对地的耦合电容  $C_K$ , 降





噪声电流  $i_n$  和等效输入噪声电压  $e_n$  的指标。在信号源内阻  $R_s$  较小时,  $e_n$  起决定作用;  $R_s$  较大时,  $i_n$  起决定作用。以常用的 Bi-FET 型和  $\mu A741$  C 型为例, 两者  $e_n$  相近, 但前者的  $i_n$  仅为后者的 1% 左右。其次要求放大器的温度漂移要小。

(2) 输入端的抗扰措施。输入端是最易引入噪声的部位, 应注意:

1) 在其两个输入端间并联两个反接二极管, 以免输入端被异常干扰电压损坏。

2) 一输入端通过二极管接到正、负电源或地, 以免静电放电损坏。当输入信号动态范围较小时, 可采用接地方式。在输入信号变化频率较低时, 亦可用接地电容代替二极管。

3) 为抑制几十兆赫的高频电磁噪声, 可在输入端加 RC 或 LC 低通滤波器。

4) 为抑制高频共模噪声, 在输入端加信号变压器, 见图 1.3-12。低频信号宜用图 1.3-11 (a), 高频信号宜用图 1.3-12 (b)。

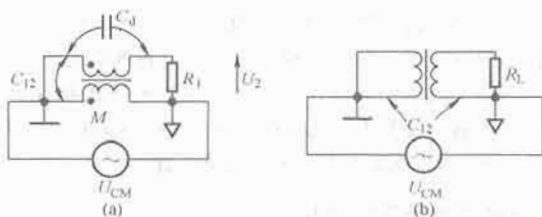


图 1.3-12 信号变压器  
(a) 低频信号; (b) 高频信号

(3) 接地方式。低频弱信号应采用一点接地, 即电路中各接地线直接引到公共地上, 而不要有重合支路。对于宽频带放大器应在印制电路板上采用全面接地设计, 即所有没用的板面均为地线。在外部引线无法缩短时, 可采用屏蔽导线, 并将放大器全部屏蔽起来。

(4) 输出端的保护措施。一般采用两种措施: 一是在输出端串入限流电阻 (约  $300\Omega$ ), 以免短路损坏; 二是当输出线较长时, 在输出端对地并联两个反接稳压管和压敏电阻, 以免受外部输出线引入的雷电或开关浪涌的破坏。

### 3.4.2 模拟量检测装置的抗干扰设计

检测装置是自动控制系统的“眼睛”, 其送出的信号往往是微弱的模拟量的电压, 而引线又很长, 极易受干扰影响。应视检测信号情况分别处理。

(1) 毫伏级传感器信号传送方式。

1) 传感器输出信号放大若干倍后传送, 在接收端缩小同样倍数后再输入控制系统。若接收侧采用差动输入放大器方式, 则能更好地抑制共模噪声, 但是对于非对称信号源中的共模噪声不能充分抑制。

2) 在长距离传送或传输线附近有强磁场时, 信号线上将有较大的交流噪声。若系统的动态响应要求不高时, 可以在放大器的输入和输出之间并一个电容; 在输入端接入有源低通滤波器, 也可有效地抑制交流噪声。

3) 对于非线性传感器的输出信号 (如热敏电阻) 采用简单的电容滤波方式, 会使信号电平发生偏移, 应采用陷波滤波器或低通滤波器, 以免信号发生失真。

4) 对于小信号, 采用无源滤波器为好; 对于大信号, 宜采用有源滤波器。

(2) A/D 转换器的一般抗扰设计。

1) 转换器各电源对地并电容, 减少电源电压的扰动。

2) 输入端设箝位二极管, 防止异常过电压信号。

3) 设缓冲放大器, 削弱共模噪声。

4) 数字电路与模拟电路零线分开。

5) 选择合适的输出数据码制。

6) 积分电容采用金属壳聚丙烯电容器, 必要时将电容用接地铜箔包起来, 积分电路阻抗尽量降低, 以减少接受噪声的可能性。

7) 在各级运算放大器前设置低通滤波器, 可有效地抑制输入信号中混杂的噪声。

(3) 微伏级信号的 A/D 转换器抗干扰。由于信号微弱, 易受时钟干扰, 在传输过程中亦易混入噪声, 为此应将转换器与微型计算机电路分别装于两个相隔几米的机壳内, 输出数据用串行方式, 经光隔离后, 用双绞线送至微型计算机。

(4) 隔离放大器。在要求直流信号隔离传送, 或者存在幅值高达几百伏的共模尖峰噪声时, 采用隔离放大器是较好的方案。

### 3.4.3 高频噪声的抑制

电气装置的输入输出引线是产生或接收高频噪声的主要途径之一, 可采用以下措施。

(1) 穿心电容器。根据噪声严重情况, 顺序采取图 1.3-13 所示的方法。

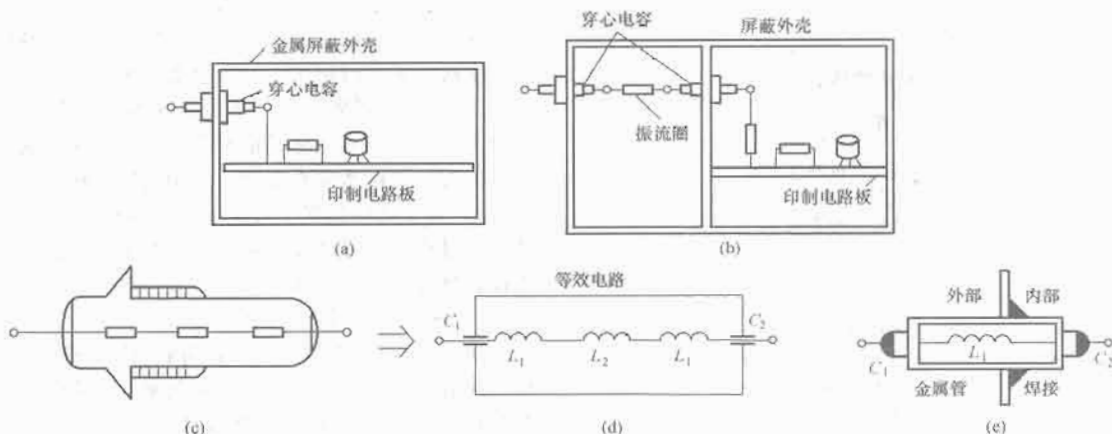


图 1.3-13 穿心电容器的安装方式

(a) 一般情况; (b) 串铁淦氧磁珠; (c) 双重穿心电容;

(d) 等效电路; (e) 金属管双重穿心电容



(2) 铁淦氧磁珠。将一个或多个电感性铁淦氧磁珠直接穿在信号线上, 对 1MHz 以上的高频噪声抑制有明显效果。

(3) 线路输出滤波器。可抑制输出线上的噪声, 滤波器需用金属板屏蔽, 图 1.3-14 为线路滤波器一例, 要求外壳屏蔽。

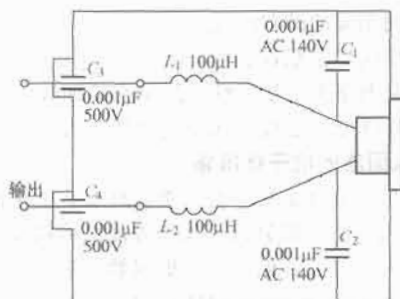


图 1.3-14 线路滤波器

(4) 辐射噪声的抑制。一般采用金属板、网或透明导电薄膜将屏柜上的辐射噪声源屏蔽起来, 要求屏蔽接地良好、密封性好、无缝隙。

### 3.5 数字电路的抗干扰设计

数字电路信号电平上的噪声幅值只要不超过其阈值电压就不会引起干扰, 所以器件本身的噪声容限基本上决定了它的抗干扰能力, 表 1.3-16 为 4 种常用数字电路的抗干扰能力对比。

表 1.3-16 4 种逻辑电路的抗干扰能力对比

电路类型			TTL	HTL	PMOS	CMOS
直流噪声容限 (V)	极限值	"1"方向	0.9	3.5	2	3
		"0"方向	0.45	5.0	5	5
	典型值	"1"方向	2.2	5	4	4
		"0"方向	1.3	7	7	7
交流噪声容限	被抑制的噪声脉宽	<10ns				
	对接近电路延时的脉宽抑制效果	大于直流噪声容限	<100ns	<1μs	<0.3μs	
产生噪声情况			大	小	小	中
阻抗参数情况			小	小	大	较大
传输延时			10~200ns	10~30ps	0.5~2μs	300~500μs

设计时, 应根据技术要求、经济指标综合考虑。应注意, 噪声容限大的器件其产生的噪声也较大。

数字电路中常见的噪声有下列几种:

- (1) 电源噪声。由外来的或器件开关动作引起。
- (2) 地线噪声。由各点地电位差引起。
- (3) 串扰。因传输线间电磁感应产生。
- (4) 反射。在长线传送时, 由于特性阻抗不匹配而产生。

(5) 公共阻抗上的开关电流噪声。

(6) 静电放电噪声。

(7) 数字电路器件本身或设计装配不当引起的振荡。

为抑制上述噪声, 应注意输入、输出线路的隔离; 器件的选择、配线及布局等问题; 电源装设线路滤波器、隔离变压器、自动电压调节器等; 正确的接地和屏蔽处理, 以及前

述的相应措施, 在本节着重于特殊问题的处理。

#### 3.5.1 反射的抑制

当信号传输线的长度  $L$  超过式 (1.3-1) 的  $L_{\max}$  (m) 值时, 称为长线。

$$L_{\max} = t_f v / K \quad (1.3-1)$$

式中:  $t_f$  为传输信号的前沿时间, s;  $v$  为导线中电磁波的传播速度, 约  $1.4 \sim 2 \times 10^8$  m/s;  $K$  为经验系数, 一般为 4~5。

若  $K=4$ 、 $v=2 \times 10^8$  m/s, 则传输信号前沿为 1ns 时, 允许长度为 5cm; 10ns 时为 50cm; 30ns 时为 150cm……。表 1.3-17 列出了各种集成电路的时间参数。

表 1.3-17 集成电路的时间参数

电路种类	上升时间	下降时间	平均延迟时间
TTL	$\leq 20$ ns	$\leq 15$ ns	$\leq 20$ ns
HTL			$\leq 200$ ns
PMOS	$\leq 1.5$ μs	$\leq 10$ μs	$\leq 1.5$ μs
CMOS	$\leq 500 \sim 800$ ns	$\leq 500 \sim 800$ ns	$\leq 500 \sim 800$ ns

信号在长线中传送时会出现反射现象, 引起过冲、振铃, 使信号波形发生严重畸变, 导致误动作, 为此必须进行阻抗匹配。

当传输线的特性阻抗确定以后, 反射还与驱动电路输出阻抗及接收电路的输入阻抗有关, 需根据情况设置终端, 匹配阻抗, 以便抑制反射。常用如图 1.3-15 所示的 4 种终端

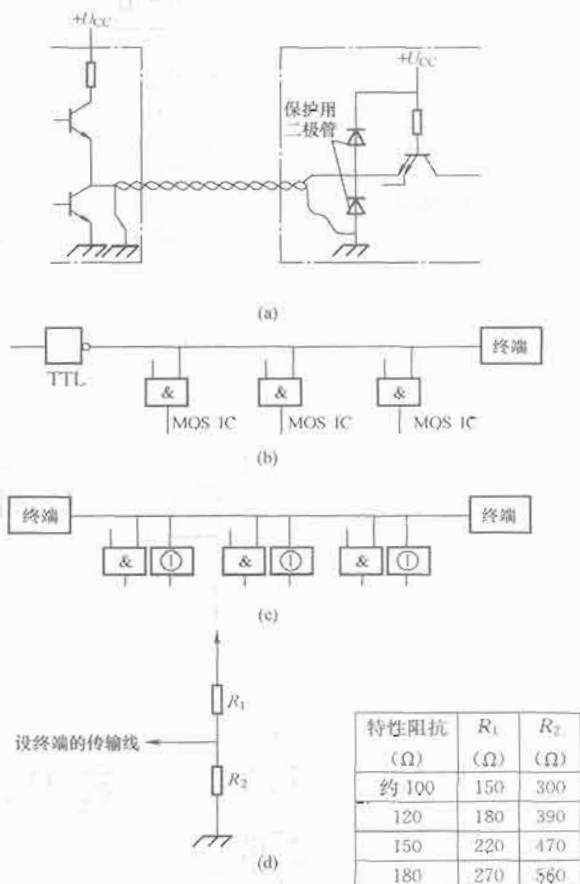


图 1.3-15 终端的设置参数

(a) 二极管终端; (b) 一端设终端;

(c) 两端设终端; (d) TTL 的终端

①—集电极开路或三态器件

方式。

在传输数字信号时,应根据传输电缆长度选择终端匹配方式,以保证信号准确传输,见图 1.3-16。

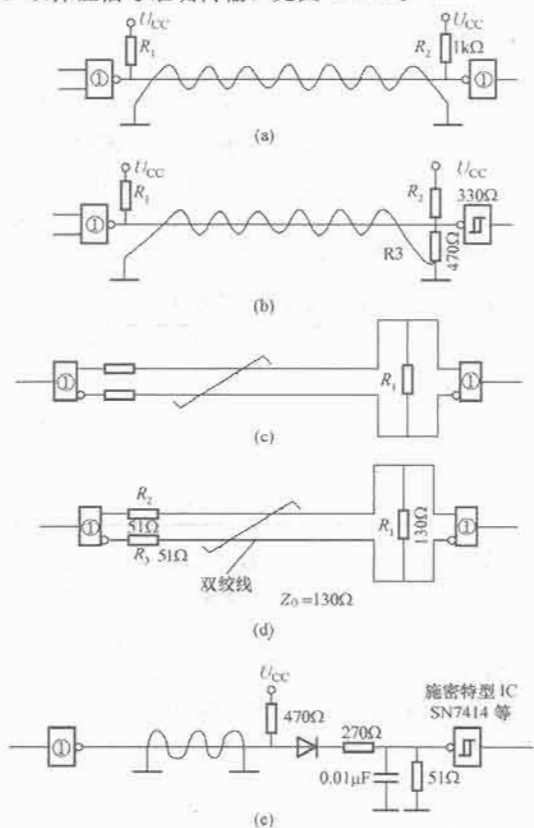


图 1.3-16 各种传输距离的终端  
(a) 小于 1m; (b) 1~5m; (c) 10m 左右;  
(d) 几十米; (e) 远距离传送  
①—集电极开路或三态器件

### 3.5.2 串扰的抑制

串扰是指信号传输线在其相邻的导线上所产生的感应脉冲噪声。

串扰电压  $U_N$  由式 (1.3-2) 计算

$$U_N = U_s / (1 + R_r / R_p) \quad (1.3-2)$$

$$R_p = L_0 / C_0 \quad (1.3-3)$$

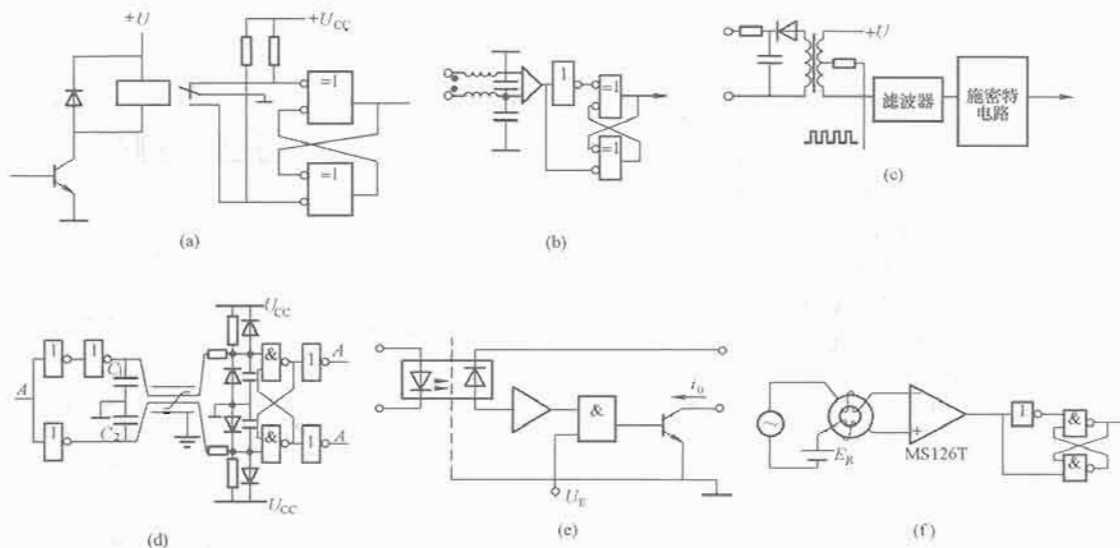


图 1.3-17 信号的传输方式  
(a) 继电器; (b) 差动输入电路; (c) 脉冲变压器; (d) 比较器; (e) 光耦合器; (f) 平衡式线路驱动器

式中:  $U_s$  为发送线传送的信号电压;  $U_N$  为接收线上的串扰噪声电压;  $R_r$  为两线间的互阻抗;  $R_p$  为导线的波阻抗;  $L_0$ 、 $C_0$  为导线对地电感和电容。

为减小串扰电压,应增大互阻抗、减小波阻抗,一般可采用下列措施:

- (1) 用两端接地的双绞线。
- (2) 信号线尽量贴近底板。
- (3) 印制电路板上信号线应尽量靠近地线。
- (4) 信号线分散走线,强弱电分开布线。

### 3.5.3 输入回路的抗干扰措施

输入信号的处理是抗干扰的重要环节,大量的干扰电压都是从此侵入的,一般分以下几个方面采取措施:

(1) 输入信号的传输方式。根据数字量信号的脉宽和前后沿来选择图 1.3-17 中所示的传输方式。

- 1) 继电器,适用于直流到几十毫秒的信号。
- 2) 脉冲变压器,适用于几毫微秒到几毫秒。
- 3) 光耦合器,适用于直流到几百毫微秒。
- 4) 差动输入电路,可抑制 1MHz 以上,峰值为 300V 的共模噪声。

5) 比较器,适用于噪声电平高,前后沿慢的信号。

6) 平衡式线路驱动器,可抑制静电感应噪声。

(2) 触点抖动干扰的抑制。采用触点输入时,由于触点抖动会产生脉冲干扰,机械振动及部分外部脉冲干扰与其性质是类似的。触点抖动时间为几百微秒到几毫秒不等,模拟量可通过并联 C、RC 或经单稳、施密特等触发器处理后输入,在全数字设备中可通过设置软件滤波器予以抑制。

(3) 多余输入端子的处理。数字电路中的多余输入端子不应悬空,否则它将成为一根天线,接收辐射噪声;或通过漏电阻、寄生电容接收噪声,形成干扰动作,通常用图 1.3-18 所示的几种方式处理。

### 3.5.4 输出回路的抗干扰措施

为防止外部的浪涌电压由输出回路侵入数字电路,一般采用下列措施:

- (1) 达林顿晶体管输出端加二极管、电容器网络。
- (2) 继电器隔离输出。
- (3) 光耦合器隔离输出。

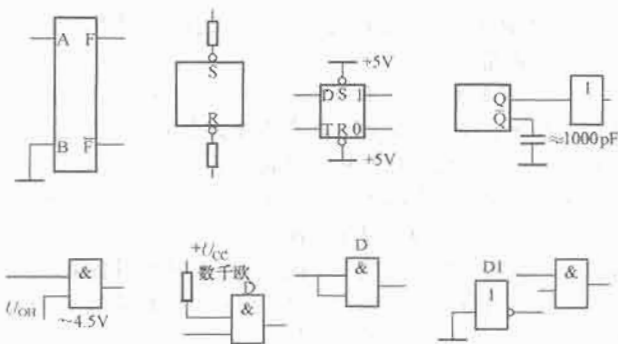


图 1.3-18 集成电路未用端子的处理方法

- (4) 印制电路板之间信号通过输出缓冲器。
- (5) 分散电源。

#### 4 设备安装的抗干扰技术

为抑制干扰的影响,不仅在系统电路设计时要有充分考虑,在安装、配线时也要有合理的布局。

##### 4.1 设备的内部装配要求

设备制造厂商应尽可能减少内部噪声的侵入,一般可考虑以下几点:

- (1) 必要时,所有信号电缆均应置于钢管或电缆槽内走线。
- (2) 模拟量与数字量信号电缆分开布线。
- (3) 信号电缆与动力设备之间应具有尽可能大的距离间隔。
- (4) 控制系统中如设有隔离变压器时。
- (5) 对系统提供一单独的接地回路。
- (6) 所有屏蔽层均在变送器端接地。
- (7) 控制设备外壳与大地隔离,而仅通过保护接地电缆接地,以防产生接地回路。
- (8) 所有管道、电缆槽与控制设备外壳隔离。

##### 4.2 设备的外部安装要求

在设备布置上,应使主要的连接线与干扰源保持适当的物理距离;其次使计算机及控制电路与产生噪声的设备及其布线之间保持一定的物理距离,这是降低噪声的重要措施。在难以满足隔离要求的情况下,一般可采用以下措施:

- (1) 信号线和动力线垂直交叉或分槽布线。
- (2) 信号线与噪声线在端子上分两端安装。
- (3) 在所规定的电流、引线阻抗及布线长度下,尽量减少所用导线的截面尺寸。
- (4) 不要采用不同金属的导线相互连接。
- (5) 尽量减少或不设中间端子板或连接点。
- (6) 满足设备对环境温度、湿度及清洁度的要求。
- (7) 管道与电缆槽应可靠接地,并保证整个长度上连续接地。
- (8) 信号电路中使用双绞线或屏蔽电缆。
- (9) 采用管道屏蔽。

表 1.3-18 列出了管道屏蔽的效果;表 1.3-19 列出了噪声敏感电路与动力电缆之间的最小隔离距离值;表 1.3-20 列出了双绞线对磁干扰的衰减比。

表 1.3-18 管道的屏蔽效果

管道型式	壁厚 (mm)	磁场衰减		电场衰减	
		dB	比值	dB	比值
空气		0	1:1	0	1:1
50mm(2in)铝管	3.9	3.3	1.5:1	60.5	215:1
16号铝电缆槽	1.5	4.1	1.6:1	83.9	15 500:1
16号电镀钢电缆槽	1.5	9.4	3:1	86.0	20 000:1
16号电镀铸铁电缆槽	1.5	10	3.2:1	86.8	20 000:1
50mm(2in)IPS铜管	4	10.2	3.3:1	80.6	10 750:1
16号镀锌钢电缆槽	1.5	11.5	4.2:1	89.3	29 000:1
14号电镀钢电缆槽	1.9	15.5	6:1	87.5	23 750:1
50mm(2in)电气金属管	1.65	16.5	6.7:1	70.5	3 350:1
50mm(2in)电镀钢管	3.9	32.0	40:1	78.9	8 850:1

表 1.3-19 信号电路与动力电缆的最小间距

最大线路电压 (V)	最大线路电流 (A)	2~3根动力电缆 (cm)	单根动力电缆 (cm)
125	10	15	30
250	50	25	38
440	200	30	46
	800	50	61

表 1.3-20 双绞线对磁干扰的衰减比

导线型式	衰减比	dB
平行线		0
双绞线 10cm 绞距	14:1	23
双绞线 7.6cm 绞距	71:1	37
双绞线 5cm 绞距	112:1	41
双绞线 2.5cm 绞距	141:1	43
平行绕在 25mm(1in)钢管	22:1	27

##### 4.3 系统的接地技术

工业电控装置良好而正确的接地可以消除或降低干扰的影响,而不合理或不良的接地将会使系统受干扰,破坏其正常运行。

(1) 电子设备的“地”有两种。

1) 系统基准地。指信号回路的基准导体,如直流电源的零伏线;高频装置的底板,为系统各部分提供一个基准(或参考)电位。亦称为虚地或系统地。

2) 大地。即真正的地,亦称实地。以后书中出现的“地”均指大地。

(2) 接地方式。设备内部有各种不同目的接地,显然它们之间不允许简单地任意连接,以免通过接地回路发生干扰影响。常见的接地有三种。

1) 保护接地。设备金属外壳等的接地,以免危及操作人员的安全。相应的接地线称为保护地线(PE)。

2) 系统接地。其接地目的是为系统各部分提供稳定的基准电位,要求接地回路的公共阻抗尽可能小。相应的接地线为系统地线(SE)。

3) 屏蔽接地。电缆、变压器等屏蔽层的接地,目的是抑制电磁场干扰。相应的地线称为屏蔽地线(FE)。

(3) 接地系统设计原则。通常上述三种地线最终都要与大地相连接。在设计接地系统时应遵循下列三个原则。

1) 以尽可能短的接地路径建立一个对各有关装置都是等电位的接地系统。

2) 不要构成接地环路。

3) 避免电源零线引入干扰。

###### 4.3.1 保护地线的接法

保护接地常用两种方式:保护接零和保护接地,根据电

气设备配电系统的接地方式决定。

(1) 保护接零。在三相四线制中性点接地的配电系统中,必须采用此种接地方式。当外壳与某相相线接触时,将有很大的短路电流通过保护地线返回电源,使保护电器动作,切断电源。这种方式简单可靠,广泛用于低压动力、照明及小容量控制设备的配电系统中。其缺点是短路电流大,保护电器及接地线容量要足够大。注意零线与保护地线要分开配置,接法见图 1.3-19 (a)。

(2) 保护接地。用于中性点不直接接地或不接地的配电系统中,如中性点不接地的供电变压器或独立的发电系统,必须有接地监视器。这种方法干扰影响小,控制设备最好采用此方式。其接法见图 1.3-19 (b)。

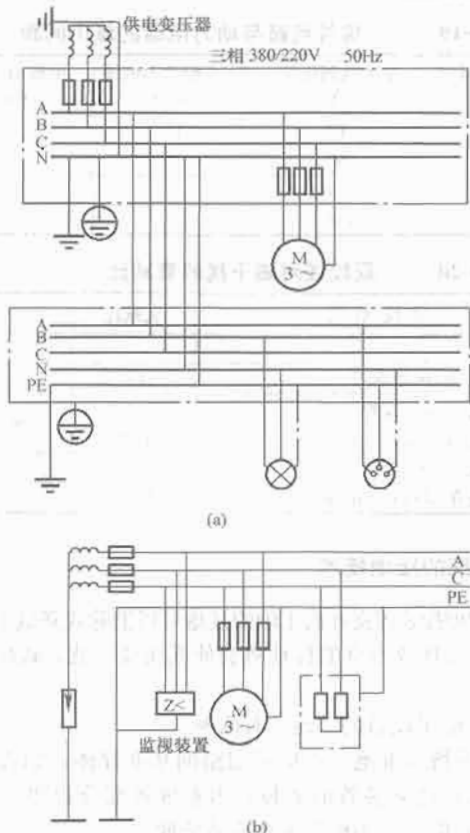


图 1.3-19 保护地线的接法  
(a) 保护接零; (b) 保护接地

#### 4.3.2 系统地线的接法

(1) 装置内部系统地线的接法。

1) 低频电路。应遵循“一点接地”原则,采用放射式——各接地线直接连到基准电位点,或树枝状的多点放射式;或干线式——各接地线接到一截面积足够大的接地母线上,该母线接到基准电位点。

2) 工作频率超过 30MHz 的高频电路。采用平面式多点接地,各部分就近接到一导电平面、底板或多层印制电路板的导电平面层。

3) 混合电路中。低频回路、功率回路和高频回路中各设接地母线和接地平面,然后放射式连接到系统地。也可采用转换式接地方式:电容接地——低频直接接地,高频通过电容接地;电感接地——高频直接接地,低频通过电感接地。

(2) 系统地线接地方式。

1) 浮地方式。各电子装置的系统地连接,但与大地绝缘,即悬浮方式,节省了接地装置,适用于继电器、磁放大器、机电控制回路、无模数转换、无高增益放大器和工作速度较低的小型控制设备,对直接传入的传导干扰有抑制

作用。

2) 共地方式。系统地线直接接大地,适用于大规模或高速电控装置。

3) 电容接地方式。系统地线经过 2~10μF 电容接大地,适用于系统地线与大地间可能有直流或低频电位差的工况,电容应有良好的高频特性和足够的耐压。

必须强调,多台电子装置组成的成套设备,其系统地线只能通过一点接大地,以免装置间产生地电位差干扰,或形成闭合回路而产生电磁感应干扰。一般小规模设备采用放射式,大规模设备采用干线式。对于信号工作频率低于 1MHz 的控制设备,接地线长度不准超过 30m。

#### 4.3.3 屏蔽地线的接法

一般小装置中设独立的屏蔽接地端子;大装置中设屏蔽接地汇流排;多台组合装置中设屏蔽接地母线,母线单独接地或与系统地母线一起接地。

电缆屏蔽层要有绝缘护套,并保证屏蔽层的连续性,在接线端子板上要备有供屏蔽层连接用的端子。

用于静电屏蔽、电磁屏蔽的各种屏蔽层,一般采用下列接地方式:

(1) 信号电缆长度小于信号波长的 1/4 或信号频率不超过 30MHz,而电缆长度超过 1m 时,屏蔽层原则上可在接地的信号源或接收器一侧接地。实用上一般均在控制装置侧接地。

(2) 高频敏感输入信号电缆,屏蔽层两端接地。

(3) 热电偶传感器电缆,屏蔽层在被测装置侧接地。

(4) 双重静电屏蔽电缆,外屏蔽层接屏蔽地,内屏蔽层接系统地。

(5) 交流进线电缆的屏蔽层接保护地。

(6) 进线滤波器的外壳接保护地。

(7) 电源变压器的静电屏蔽层接保护地。

(8) 双重或三重屏蔽电源变压器的一次屏蔽层接保护地,二次屏蔽层接系统地或屏蔽地。

(9) 晶闸管脉冲变压器,单层屏蔽层时接保护地;双层屏蔽层时,一次屏蔽层接保护地,二次屏蔽层接相应晶闸管的阴极。

#### 4.3.4 典型的接地系统

各种控制装置及成套设备,应根据其工作环境、工作要求采用不同的接地系统。但是对于同一设备,也可采用不同的接地系统而达到相近的接地效果。

(1) 浮地系统。如图 1.3-20 (a) 所示,适用于机电控制装置及小型低速控制装置。

(2) 设接地母线。如图 1.3-20 (b) 所示,将每个装置的三种地线分别接到设备的相应接地母线,各接地母线分别接大地或一起接地,适用于大型设备、组合装置及强弱电混合的独立装置。

(3) 系统地线、保护地线和屏蔽地线共接于装置的同一个接地端子,如图 1.3-20 (c) 所示,适用独立的小型高速控制装置,如独立的计算机装置。

图 1.3-21 是一种过程控制的集中成套控制设备的接地系统。图 1.3-22 是分散型成套设备的两种接地系统,图 1.3-22 (a) 为多干线式,结构较简单,但效果较差;图 1.3-22 (b) 为等电位式,优点是接地效果好,各组合装置内部只有一个基准电位,柜体、厂房结构和地面形成一个等电位的空间,减少了地电位差和空间干扰,缺点是费用大。但不论采用哪种方式,实际上存在多点接地,所以各组合装置之间的信号传递必须有电位隔离措施。

图 1.3-23 (a) 是一种可改变连接方式的接地系统。图 1.3-23 (b) 是某大型轧机成套控制设备的接地系统。

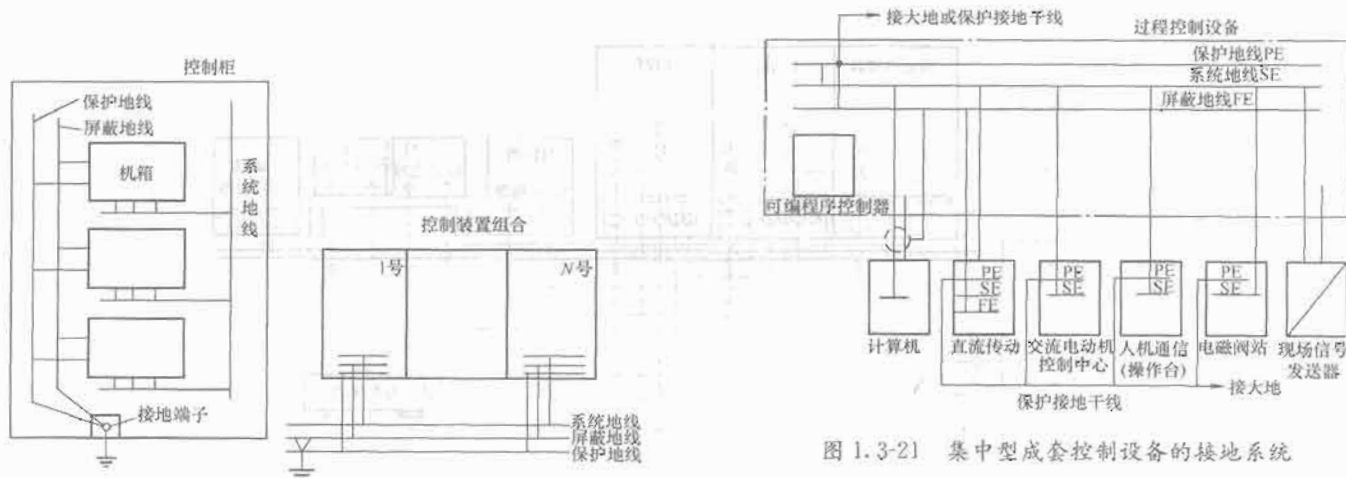


图 1.3-21 集中型成套控制设备的接地系统

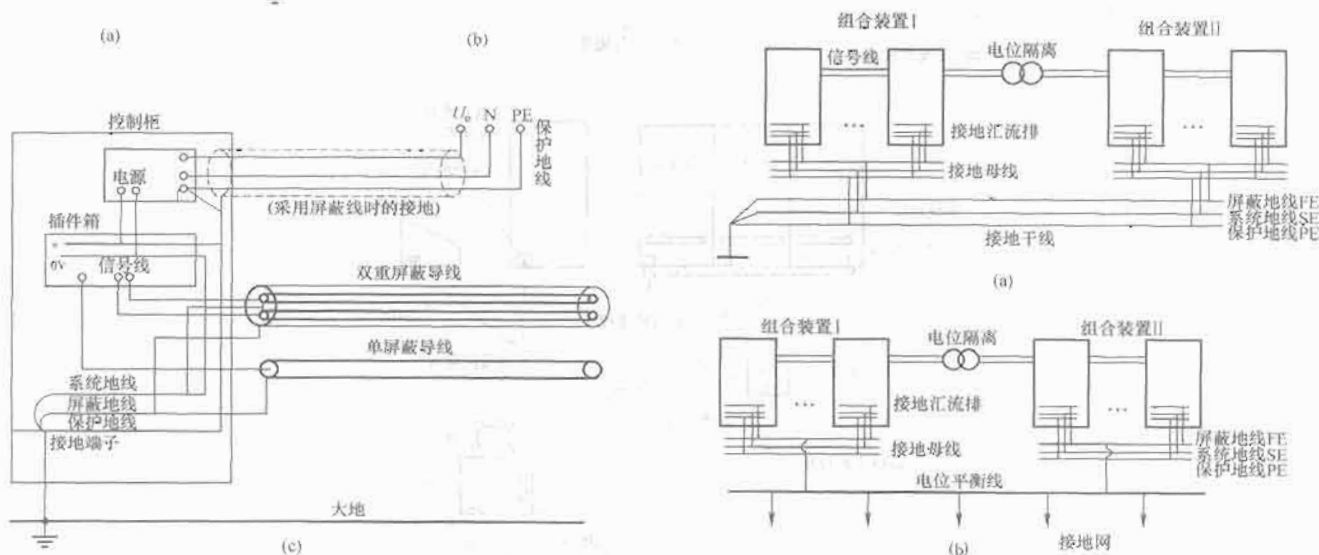


图 1.3-20 三种典型接地系统

(a) 浮地接法; (b) 接地母线; (c) 独立装置共地接法

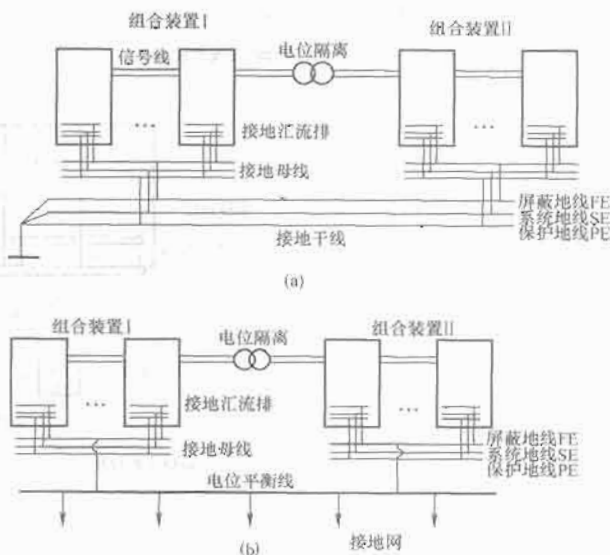


图 1.3-22 分散型成套控制设备的接地系统

(a) 多干线式; (b) 等电位式

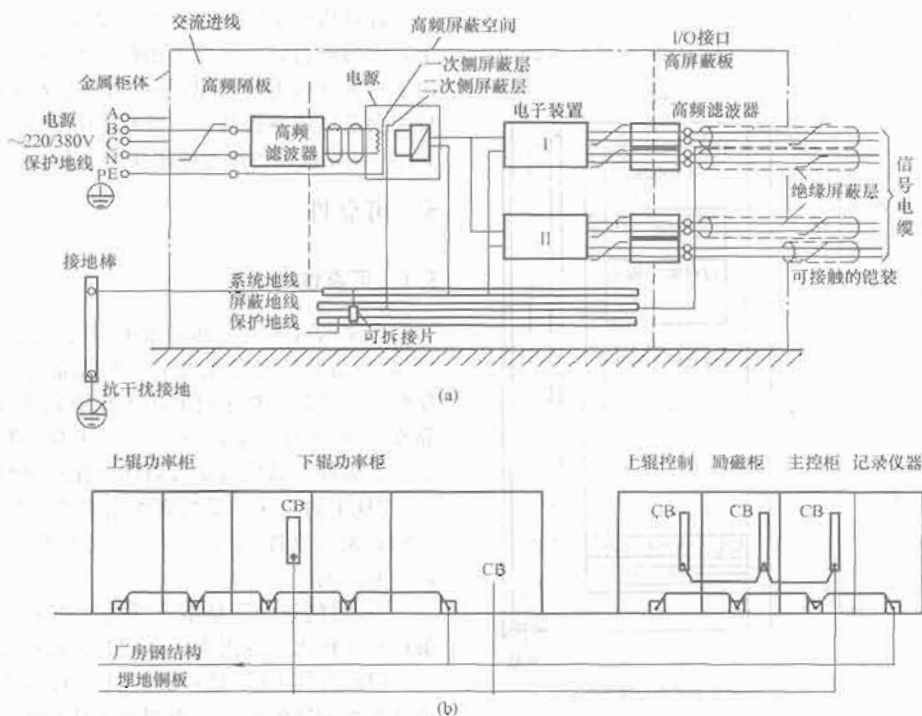


图 1.3-23 两种接地系统



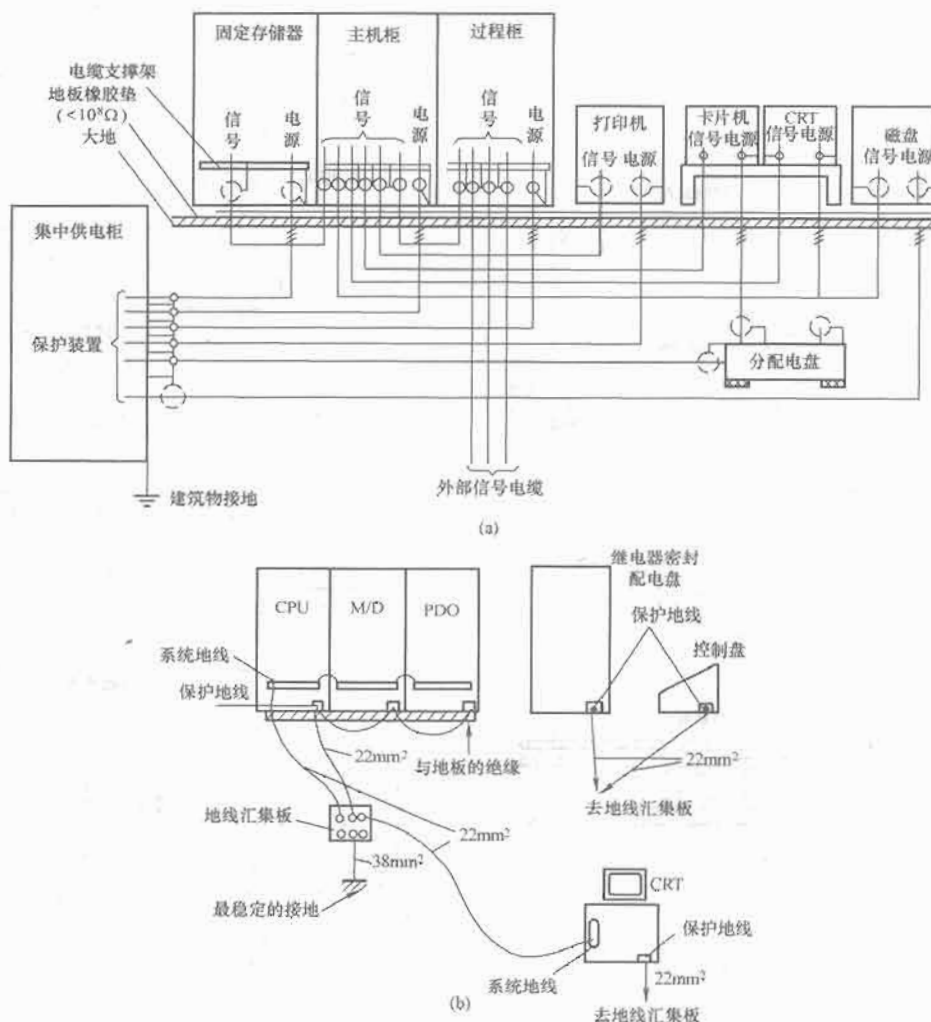


图 1.3-24 两种计算机设备的接地系统  
(a) 过程控制设备; (b) 电站控制设备

装置的接地连线截面积要大于  $22\text{mm}^2$ , 接地母线大于  $60\text{mm}^2$ , 接地板的接地电阻小于  $10^8\Omega$ 。

图 1.3-24 为两种计算机设备的接地系统, 图 1.3-25 为

计算机柜内的接地布置。

计算机的系统地线与强电设备的接地点应相隔 15 m 以上, 而与避雷针接地点要相距 20 m 以上。接地电阻要合理, 由于接地导线本身有电阻, 所以过分追求小是没有必要的, 反而会造成成本提高。一般要求电子控制设备接地电阻小于  $10\Omega$ ; 计算机设备接地电阻小于  $4\Omega$ 。

## 5 可靠性

### 5.1 可靠性的定义

广义的可靠性是指产品在规定的条件下和规定的时间 (产品寿命期) 内完成规定功能的能力。其中包括狭义的可靠性——产品在规定时间内无故障完成规定功能的能力 (可靠度)、可用性、维修性、耐久性及后勤支援等几个方面。它们是表征产品质量随着时间变化的属性。

“规定的时间”是可靠性定义中的核心因素, 因为不谈时间就无可靠性而言, 一定的可靠性是对一定的时间 (寿命) 而言的。

“规定的条件”是指产品的使用条件、维护条件、环境条件和操作水平等因素, 它们是比较产品质量的前提。

“规定的功能”是产品应具有的各种性能指标, 这是讨论可靠性问题的准则, 否则就无从判断该产品是否处于“故障”或“失效”——丧失规定功能的状态。各项性能指标是产品的“故障判据”或“失效判据”。

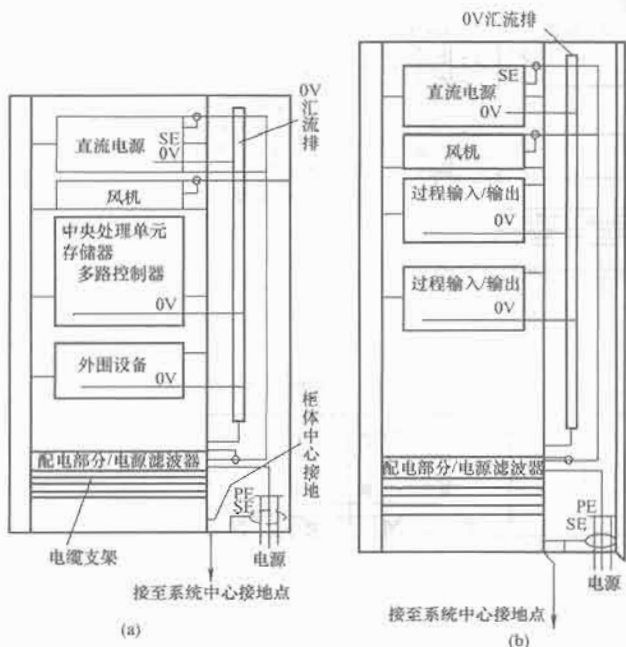


图 1.3-25 计算机柜内接地布置  
(a) 计算机主机; (b) 过程柜

“能力”是指可靠性的各项指标,如“可靠度”、“失效率”及“平均寿命”等定量的数据,这是比较同类产品可靠性的重要依据。

由上述可见,研究可靠性的可靠性工程是一门以概率论、统计学为基础,与系统工程、环境工程、价值工程、运筹学、工程心理学、物理学、化学、质量控制技术、生产管理技术及计算机技术等学科有密切关系的综合性学科。在设计、研制、生产及使用等各个阶段应有周密的可信性计划,进行严格的可靠性管理、设计和试验,以达到所要求的可靠性指标。一般来说,其基本任务有下列三项。

(1) 确定产品的可靠性。通过对元器件、部件及系统的可靠性分析、预计、分配、评价及各种试验来确定产品的可靠性。

(2) 提高产品的可靠性。通过产品的设计、研制、生产及使用等各个环节的可靠性设计及管理来提高产品的可靠性。

(3) 获得最佳的可靠性。在规定的可靠性下获得最轻的重量、最小的体积和最少的费用;或者在一定的重量、体积和费用下获得最高的可靠性。

表 1.3-21 为实现上述可靠性要求的 18 条任务。可根据产品的种类、用途、复杂程度及特性选择,并非任何产品均要全部采用。

表 1.3-21 可靠性工程的基本任务

任务内容		各计划阶段的适用性			
		初步计划	验证审批	工程研制	成批生产
可靠性管理	制定可靠性计划	选用	选用	通用	通用
	对供应厂商的可靠性监督与控制	选用	选用	通用	通用
	计划评审	选用	选用	通用	通用
	建立失效报告、分析和改正系统	不适用	选用	通用	通用
	建立失效评审委员会	不适用	选用	通用	通用
可靠性设计	建立可靠性模型	选用	选用	通用	仅设计更改用
	可靠性分配	选用	通用	通用	仅设计更改用
	可靠性预计	选用	选用	通用	仅设计更改用
	失效模式、影响及后果分析	选用	选用	通用	仅设计更改用
	潜藏电路分析	不适用	不适用	通用	仅设计更改用
	电子元器件/电路的容差分析	不适用	不适用	通用	仅设计更改用
	部件选择及控制	选用	选用	通用	通用
	确定可靠性关键部件	选用	选用	通用	通用
	确定功能试验、贮存、装卸、包装、运输及维修的影响	不适用	选用	通用	仅设计更改用
可靠性试验	环境应力筛选试验	不适用	选用	通用	通用
	可靠性增长试验	不适用	选用	通用	不适用
	可靠性鉴定试验	不适用	选用	通用	通用
	可靠性验收试验	不适用	不适用	通用	通用

## 5.2 可靠性的指标

可靠性的指标不是针对某种单个产品确定的,而是对整批产品所规定的一个指标。产品可分为两种:一种是没有独立运行功能的器件,称为元器件;另一种是由各个具有独立功能的执行部件组成的系统(装置)。

电气传动装置是由一整套共同工作的部件组成的,它们完成一定的控制功能。一般地说,在发生故障后,经过修理可以继续工作,故它的使用期限不是由物理磨损、老化或部分元器件的失效所决定的,而是取决于整个机械装置的失效期限,这类电气传动装置称为可修复设备;当然也存在不可修复设备。这两种设备的可靠性指标是不同的。下面介绍几项可靠性的基本指标。

### 5.2.1 可靠度

产品在规定的时间内、规定的条件下完成规定功能的概率称为产品的可靠度函数,简称可靠度,记作  $R(t)$ 。

若有  $N$  个同样产品,在同样条件下运行时间  $t$  后,有  $N_f(t)$  个产品发生故障,则在时间  $t$  内该产品的可靠度  $R(t)$  为

$$R(t) = [N - N_f(t)] / N \quad (1.3-4)$$

显然,可靠度函数  $R(t)$  是时间  $t$  的非增函数,在开始工作时,  $t = 0$ ,  $R(0) = 1$ ,随  $t$  增加,  $R(t)$  逐渐下降,见图 1.3-26。在此种情况下,引入失效分布函数  $F(t)$  的概念(简称失效分布),它表示在  $t$  时刻前发生失效的概率

$$F(t) = N_f(t) / N \quad (1.3-5)$$

显然,  $R(t)$  和  $F(t)$  间有

$$R(t) + F(t) = 1 \quad (1.3-6)$$

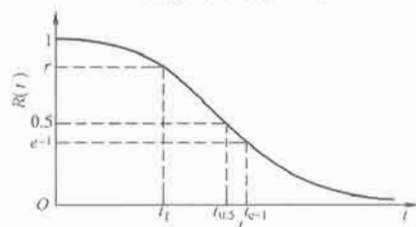


图 1.3-26 可靠度函数曲线  $R(t)$

### 5.2.2 失效率

(1) 定义。产品工作到时间  $t$  时,在  $t$  后的单位时间内发生失效的概率,称为其在时刻  $t$  的失效率函数,简称失效率  $\lambda(t)$ 。

在实际工作中,人们关心的是在未来的单位时间中的失效数与还在工作产品数的比值,它能非常灵敏地反映产品的失效变化速率。这就是失效率的概念。设在  $t$  时刻后的单位时间  $\Delta t$  内又有  $\Delta n$  个产品失效,则失效率为

$$\lambda = \Delta n / \Delta t [N - N_f(t)] \quad (1.3-7)$$

与其相近的一个概念为失效概率密度函数,简称失效密度  $f(t)$

$$f(t) = F'(t) = F(t) / \Delta t = \Delta n / \Delta t N \quad (1.3-8)$$

例如:有  $N = 100$  个,  $t = 100\text{h}$  前有两个失效,  $100 \sim 105\text{h}$  有一个失效;

$t = 1000\text{h}$  前有 51 个失效,  $1000 \sim 1005\text{h}$  有一个失效,在此例中  $t$  为  $100\text{h}$  和  $1000\text{h}$  的各量如下:

$$R(100) = (100 - 2) / 100 = 0.98$$

$$R(1000) = (100 - 51) / 100 = 0.49$$

$$F(100) = 2 / 100 = 0.02$$

$$F(1000) = 51 / 1000 = 0.051$$

$$f(100) = 1 / (5 \times 100) = 1/500$$

$$f(1000) = 1 / (5 \times 100) = 1/500$$

$$\lambda(100) = 1 / [5 \times (100 - 2)] = 1 / (5 \times 98)$$

$$\lambda(1000) = 1 / [5 \times (100 - 51)] = 1 / (5 \times 49)$$

由以上计算中可看出,  $\lambda(t)$  较  $f(t)$  能更灵敏地反映失效的变化速率, 此值越小越好。

当然, 在可靠性计算中, 这是一个批量产品的概念, 当  $\Delta N$  越大,  $\Delta t$  越小时越接近产品的实际情况, 数学推导可得下列关系式

$$\begin{aligned}\lambda(t) &= F'(t) / R(t) \\ &= f(t) / R(t) \\ &= -R'(t) / R(t)\end{aligned}\quad (1.3-9)$$

式(1.3-9)说明  $\lambda(t)$ 、 $F(t)$ 、 $f(t)$ 、 $R(t)$  是互通的, 都能全面描述产品寿命的统计规律, 由于侧面不一样, 用途也不一样。由式(1.3-9)可知, 只要知道了产品的失效分布, 就可以确定失效率  $\lambda(t)$ 、可靠度  $R(t)$  值, 所以确定产品的失效分布函数  $F(t)$  或  $R(t)$  是一件非常重要的基础工作。

(2) 失效率的单位。失效率表征在  $t$  时的单位时间内所发生故障的概率, 被广泛地用于描述元件的可靠性, 不少产品就是以失效率的大小来确定其等级。半导体器件每小时的失效率很小, 所以常用每 1000h 内每 100 万个器件的故障产品数来表示, 其基本单位是非特 (fit), 即

$$1\text{fit} = 10^{-9}/\text{h}\quad (1.3-10)$$

失效率 1fit 表示工作 1000h, 每 100 万个产品中只有一个失效; 或每 1 万个产品工作 100 000h 只有一个失效, 依此类推。

(3) 产品的失效规律。一般产品尤其是半导体器件的失效率  $\lambda$  和时间  $t$  的关系见图 1.3-27 所示的浴盆曲线, 其明显地分为三段, 对应产品的三个时期。



图 1.3-27 失效规律曲线

1) 早期失效期。其特点是失效率非常高, 失效的原因大多是由于设计、原料和制造过程中的缺陷造成。在生产过程中, 加强对原材料的检验、加强质量管理、提高设计人员和操作人员的技术水平, 可以大大减少失效率。在此期间内的产品一般是不允许出厂的, 应采用合理的筛选和加速寿命负载试验, 使这些产品尽早暴露并予以剔除。

使产品达到安全使用点, 以较低的失效率出厂, 交付使用。

2) 偶然失效期。其特点是失效率数值较低且稳定, 是产品的良好工作时期, 失效是偶然的或随机的, 在此段时期保证可靠性的主要措施是加强维修、保养工作。

3) 耗损失效期。其特点是失效率随工作时间增长而急剧上升。原因是器件的老化失效、材料的老化或磨损所致。可以采用定期检查、更换老化器件等措施延长整个系统装置的工作寿命。

(4) 常用的失效分布特性。在电气传动装置中, 常用的失效分布见表 1.3-22。在大多数情况下, 可以采用指数分布作为装置的失效分布模型, 其特点是失效率  $\lambda$  为常数, 便于分析。

若产品能经受多次外界冲击, 直到第  $k$  次才失效时 ( $k > 0$ ), 其寿命分布为  $\Gamma$  分布。参数  $k$  决定了分布的形状, 参数  $\lambda$  决定了幅度。指数分布为  $\Gamma$  分布中  $k=1$  的特例。

实际产品的失效率不一定是常数, 而是递增或递减的, 指数分布便不能反映这种产品的可靠性, 假如失效率是按幂函数规律变化时, 则可采用威布尔分布模型。大量实践证明, 凡是因为某一局部失效或故障而引起全局整个功能丧失的元件、器件、设备或系统的失效分布都是服从威布尔分布的, 而指数分布亦为该分布形状参数  $m=1$  的特例。

表 1.3-22 列出了各种失效分布的可靠度  $R(t)$ 、失效率  $\lambda$  和平均寿命的计算公式。

### 5.2.3 平均寿命

平均寿命是标志一批产品平均能工作多长时间的量, 其数学表达式为

$$\bar{T} = \int_0^{\infty} t_f(t) dt = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (1.3-11)$$

对于不可修复产品, 平均寿命就是平均寿终时间 (Mean Time to Failure, MTTF); 对于可修复产品, 平均寿命是指平均无故障工作时间 (Mean Time Between Failure, MTBF), 即两次相邻故障间正常工作的平均时间 (h)。对于指数分布

$$\bar{T} = \sum_{i=1}^n t_i / n = \frac{1}{\lambda} \quad (1.3-12)$$

式中:  $t_i$  为第  $i-1$  次与第  $i$  次故障之间的正常工作时间,  $h$ ;  $n$  为发生故障的总次数。

常用 MTBF 作为可修复系统的可靠性指标, 国外用于 DDC 小型计算机的 MTBF 一般在 10 000h 以上。

已知产品的可靠度函数  $R(t)$  如图 1.3-26 所示,  $R(t)$  曲线与时间轴  $t$  所夹的面积就是平均寿命。

当可靠度已给定为  $r$  时, 由图可求得相应于该  $r$  值的可靠寿命  $t_r$ 。称  $r=0.5$  的可靠寿命  $t_{0.5}$  为产品的中位寿命, 称  $r=e^{-1}$  的可靠寿命为产品的特征寿命。

当产品的失效规律为指数分布  $e^{-\lambda t}$  时, 特征寿命与平均寿命重合, 其值为  $1/\lambda$ 。表 1.3-23 给出了不同可靠度  $r$  值时相应的可靠寿命值, 由表可见, 当工作时间等于平均寿命值时只有 36.8% 的产品能可靠工作, 这对于大多数产品来说显然是太低了; 当要求产品的可靠度  $r=0.9$  时, 其可靠的工作时间不能超过平均寿命的  $1/10$ ; 当  $r=0.99$  时, 其可靠的工作时间不能超过平均寿命的  $1/100$ 。

表 1.3-22

常用的失效分布特性

项目	失效曲线	概率密度函数	可靠度 $R(t)$	失效率 $\lambda(t)$	平均寿命 $\bar{T}$
正态分布		$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(t-\mu_0)^2}{2\sigma^2}}$ $\mu_0$ ——无故障工作 时间平均值 $\sigma$ ——无故障工作 时间分布 参数	$\frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\frac{t-\mu_0}{\sigma}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$	$\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(t-\mu_0)^2}{2\sigma^2}}$ $\frac{1}{2} - \varphi\left(\frac{t-\mu_0}{\sigma}\right)$	$\mu_0$
指数分布		$\lambda e^{-\lambda t}$	$e^{-\lambda t}$	常数	$\frac{1}{\lambda}$
$\Gamma$ 分布		$\frac{\lambda^K}{(K-1)!} t^{K-1} e^{-\lambda t}$ $K$ ——形状参数 $\lambda$ ——尺度参数	$e^{-\lambda t} \sum_{i=0}^{K-1} \frac{(\lambda t)^i}{i!}$	$\lambda(t) = \frac{t^{K-1} e^{-\lambda t}}{\int_0^\infty t^{K-1} e^{-\lambda t} dt}$	$\frac{K}{\lambda}$
布尔分布		$1 - e^{-\frac{t^m}{t_0^m}}$ $t_0$ ——尺度参数 $m$ ——形状参数	$R(t) = e^{-\frac{t^m}{t_0^m}}$	$\lambda(t) = \frac{m t^{m-1}}{t_0^m} \quad (t > 0)$	$\Gamma\left(\frac{1}{m} + 1\right) t_0^{\frac{1}{m}}$

表 1.3-23

指数分布的可靠寿命

单位:  $1/\lambda$ 

$r$	$t_r$	$r$	$t_r$
0.999 9	0.000 1	0.4	0.916
0.999	0.001	0.368	1.000
0.99	0.01	0.3	1.204
0.95	0.05	0.2	1.609
0.9	0.105	0.1	2.302
0.8	0.223	0.05	3.000
0.7	0.357	0.01	4.605
0.6	0.511	0.001	6.91
0.5	0.693	0.000 1	9.21

## 5.2.4 平均修复时间

MTTR (Mean Time to Repair) 是指可修复系统在出现故障后迅速恢复正常工作所需的平均修复时间  $\bar{\tau}$ , 是反映有效性的指标。

$$\bar{\tau} = \sum_{i=1}^n \Delta t_i / n \quad (1.3-13)$$

式中:  $\Delta t_i$  为第  $i$  次故障停机时间;  $n$  为故障修复次数。

若已知系统在规定时间  $t$  内修复的概率为  $\theta(t)$ , 则

$$\bar{\tau} = \int_0^\infty \theta(t) dt \quad (1.3-14)$$

## 5.2.5 有效性

有效性  $A$  是指系统平均无故障工作时间对工作时间 and 修复时间总和的比值, 即

$$A = \text{MTBF} / (\text{MTBF} + \text{MTTR}) \quad (1.3-15)$$

这是系统可靠性的综合指标, 对于 DDC 的小型计算机要求  $A$  达到 99.95%, 即每年只允许有 4h 的修复时间。

但是, 对于工业电气传动装置来说, 其性能指标的评价要与经济指标对照来确定, 即其可靠性指标的选定要以取得最大经济效益为前提。MTBF 是系统可靠性的基本指标, MTTR 是可维修性的基本指标, 而  $R(t)$  是不可修复系统可靠性的基本指标。指标定得过低, 影响工作效益; 定得过高, 影响初期投资, 故应全面衡量确定。

## 5.3 系统可靠性的预计

可靠性预计就是把产品看为一个系统, 然后将其分解为分系统, 每个分系统再分解为若干个更小的分系统, 一直分解到组成分系统的单元为元件、器件或部件等为止; 然后根

据试验或现场长期使用所得的可靠性数据,分别预计每一部分的可靠性指标。可靠性预计是在系统设计阶段进行的,用以发现单元和分系统的薄弱环节,予以改进提高。此外,也可以用于比较各种设计方案的可靠性指标,从而在所给定的性能、经费和时间要求下,找到最合理的设计方案。

可靠性预计要求对单元和系统的可靠性指标进行计算。

### 5.3.1 系统可靠性计算步骤

工程上对系统可靠性指标计算时,一般假设所有元器件和系统的失效分布均服从指数分布数学模型。而电控系统的可维修性分布采用爱尔兰分布模型。计算的主要指标是系统的可靠度  $R(t)$ 、平均寿命  $\bar{T}$ ,对于可修复的电控系统是其 MTBF 值,以此来评价系统的可靠性,一般按下述步骤进行:

(1) 确定系统可靠性指标。根据系统的技术性能要求,研究该系统的故障特点和系统工作特性的各种参数,确定它们允许变化的极限值。当这些参数超出允许的极限值时,便认为该系统失效。可靠性的主要指标是系统的  $R(t)$ 、 $\bar{T}$  及 MTTR。

(2) 确定系统可靠性逻辑框图。这是为了得到系统的数学模型,供计算和分析可靠性用,逻辑框图反映该系统中各元器件、单元与系统可靠性功能的关系和连接方式(串联、并联和混联)。系统中的辅助元件(如信号灯、蜂鸣器和指示仪表等)故障对可靠性无影响,仅增加了操作困难,可以不计在内。应该指出,可靠性逻辑框图关心的是功能关系,它虽然是以单元在电路原理中的物理关系为基础的,但两者不能混为一谈。例如 LC 并联谐振回路, L 与 C 在电路中是并联的,而在框图中则是串联关系,因为只要 L 或 C 有一个失效,该振荡回路就失效。

(3) 单元可靠性计算。这里所指的单元可以是元器件、部件或小系统。单元可靠性计算的是其在系统中工作时的实际失效率  $\lambda$  或  $R_i(t)$ 。

(4) 计算系统可靠性。根据系统可靠性逻辑框图和各单元的实际失效率计算出系统可靠度、平均寿命、失效率、MTTR 及  $\theta(t)$ 。

数学模型法计算方法的优点是结果比较精确,缺点是较麻烦,对于复杂系统,需要有一定的方法和技巧来搞清功能关系,才能画出其框图,一般可以将复杂系统予以简化,考虑一定系数作近似估算。

(5) 校验可靠性指标。把计算所得到的系统可靠性指标与技术条件所要求的可靠性指标作比较,如果计算的值不满足所要求的指标,则找出可靠性较低的一些单元,对其采取措施。推荐按下列次序来提高其可靠性:降低元器件的负载,用可靠性较高的元器件予以更换,改善元器件的工作条件(如降低环境温度、密封等),采用冗余技术。

### 5.3.2 单元可靠性指标的计算

单元的含义是相对于系统而言的,可以是一个元器件,如晶体管、电阻等;或者一个具有特定功能的印制板插件或电动机;或者一个分系统,如一个整流装置、一台微型计算机等。因此单元的可靠性指标是系统可靠性计算的基础。单元可靠性指标计算的主要对象是单元的失效率  $\lambda_i$  和可靠度  $R(t)$ ,并假定其失效分布是指数分布的,即  $\lambda_i$  为常数。其计算方法一般采用系数法较为简便,即以单元的基本失效率  $\lambda_b$  为基值,考虑现场使用条件的修正系数,以及单元负载和环境条件的修正系数,得到其在系统中的真正失效率——任务失效率  $\lambda_t$ 。在此介绍美国的计算方法。

(1) 基本失效率  $\lambda_b$ 。这是指单元在规定的实验室条件

下确定的失效率。一般所说的元器件失效率即是指其基本失效率  $\lambda_b$ ,  $\lambda_b$  可以通过寿命实验或经验数据确定,常用国外元器件的  $\lambda_b$ 。可从国外可靠性手册中查到。而国内元器件的  $\lambda_b$  值目前尚无资料。

目前,国际上较通用的是 1979 年发表的美军用手册 MIL-HDBK-217C《电子设备可靠性预计》。它列出了各种微电子器件、分立半导体器件、电子管、激光器、电阻器、电容器、电感器、电动机、继电器、开关、连接器、导线及印制电路板等十几类,22 000 种标准元器件的可靠性数据及分析计算方法,是国际上公认的电子设备的可靠性预计的基础。

(2) 应用失效率  $\lambda_a$ 。 $\lambda_a$  又称为使用失效率,是指元器件因现场使用条件与实验室条件不同,而实际产生的失效率,它可以是同类产品在现场使用统计分析后得到的经验数据;也可以是  $\lambda_b$  乘上一些修正系数后得到的数据。

根据美国 MIL-HDBK-217C 手册规定,除了微电子器件外,其他元器件的应用失效率模型均为

$$\lambda_a = \lambda_b \pi_E \pi_Q \pi \quad (1.3-16)$$

其中,环境系数  $\pi_E$  是考虑元器件受环境条件变化的影响,如振动、潮湿等因素,但不包括环境温度的影响;质量系数  $\pi_Q$  是反映元器件本身的质量等级,如军用、民用等。其他修正系数  $\pi$  随元器件的不同而有不同的规定,例如晶体管的  $\pi = \pi_A \pi_R \pi_{S2} \pi_C$ ,即晶体管的应用失效率为

$$\lambda_a = \lambda_b \pi_E \pi_Q \pi_A \pi_R \pi_{S2} \pi_C \quad (1.3-17)$$

环境	运输机座舱 (AIT)	战斗机座舱 (AIF)	运输机无人 舱 (AVT)	战斗机无人 舱 (AVF)	导弹发射 (ML)
$\pi_E$	12	25	20	40	40

环境分类和环境系数  $\pi_E$  取值如下:

环境	良好地面 (GB)	宇宙飞行 (SF)	固定地面 (GF)	移动地面 (GM)	舰船舱内 (NS)	舰船舱外 (NU)
$\pi_E$	1	1	5	25	10	25

质量系数  $\pi_Q$  取值如下:

质量等级	超特等	特等	军用	低档的	塑料的
$\pi_Q$	0.12	0.24	1.2	6.0	12.0

$\pi_A$  为应用系数,根据电路功能不同,对失效率的影响进行修正,取值如下:

用途	线性的	开关	高频
$\pi_A$	1.5	0.7	5.0

$\pi_R$  是额定值系数,是指功率或电流额定值的影响,  $\pi_R$  取值如下:

额定功率 (W)	$\leq 1$	$>1 \sim 5$	$>5 \sim 20$	$>20 \sim 50$	$>50 \sim 200$
$\pi_R$	1	1.5	2.0	2.5	5.0

$\pi_{S2}$  为电压应力系数,即外加电压对失效率的影响,  $\pi_{S2}$  的取值随电压应力比  $S_2$  而变化

$$S_2 = \text{外加电压} \times 100(\%) / \text{额定电压}$$

$S_2$  和  $\pi_{S2}$  对应的数值如下:



$S_2$ (%)	100	90	80	70	60	50	40	30	20~0
$\pi_{\Sigma}$	3.0	2.2	1.62	1.2	0.88	0.65	0.48	0.35	0.30

$\pi_c$  为复杂度系数,是指在一个封装中具有多个元器件,从而对失效率产生影响,故需要修正,其取值如下:

复杂度	单晶体管	双晶体管 (不匹配)	双晶体管 (匹配)	达林顿对	双发射极管	复式发射极管	互补对
$\pi_c$	1.0	0.7	1.2	0.8	1.1	1.2	0.7

对于其他元器件,手册也给出了失效率计算模型、修正系数和基本失效率数值。

(3) 任务失效率  $\lambda_i$ 。它是指单元在实际使用条件下,完成任务的失效率  $\lambda_i$ ,此时要考虑降额系数  $K_H$  和实际工作时间  $T$ 。

元器件一般不宜在额定参数下长期工作,而应留有一定的裕量降额使用,这对降低元器件失效率是十分有效的。例如,一般电容器的失效率近似正比于工作电压的5次方,即工作电压降低一半,失效率将降低1/32。在表1.3-24中给出了各种元器件负载系数的推荐值。

应该指出,元器件降额使用是有一定限度的, $K_H$ 与失效率  $\lambda_i$  间不完全是线性关系, $K_H$ 降到一定程度, $\lambda_i$ 不再降低,有些元器件甚至反而会增加,而且  $K_H$ 降低的同时,会增加装置的成本、体积和重量,所以要全面考虑。此处假设  $K_H$  与  $\lambda_i$  处于线性关系。此时可得到单元的任务失效率为

$$\lambda_i = \lambda_b K_H T \quad (1.3-18)$$

实际上,系统中各个单元在整个任务期间并不是都处于工作状态;而且在不同工作状态下的环境条件也是不同的,必须按实际情况分别计算。通常要考虑下列各种修正系数。

(1) 负载系数  $K_H$ 。各种元器件的负载系数  $K_H$  推荐值见表1.3-24。

表 1.3-24 器件负载系数的计算公式和推荐值  $K_H$

元器件名称	起主导作用的电气参数	$K_H$	推荐值 $K_H$	
			短时	长时
电阻器	功率损耗 $P$	$P/P_N$	0.6	0.4
耐热电阻	功率损耗 $P$	$P/P_N$	0.8	0.7
二极管	平均正向电流 $I$	$I/I_N$	0.7	0.5
	反向电压 $U$	$U/U_N$	0.5	0.4
三极管	开关损耗 $P$ (电压 $U$ , 电流 $I$ )	$P/P_N$	0.5	0.3
		$(U/U_N, I/I_N)$	(0.6, 0.75)	(0.5, 0.6)
电容器	正向电压 $U$	$U/U_N$	0.5	0.3
变压器	一次工作功率 $P_1$	$P_1/P_{1N}$	0.6	0.5
电感、电抗器	电流密度 $j$		0.7	0.5
转换开关、连接器等转换元件	通过触点的电流 $I$		0.8	0.6
继电器、接触器、电磁起动器等	通过触点的电流 $I$		0.8	0.6
电动机、发电机	工作功率 $P$		0.9	0.85
旋转变压器、测速发电机、自动同步机(自整角机)	励磁电压 $U$		0.9	0.7

(2) 环境温度系数  $K_T$ 。不言而喻,对于电气元器件,环境温度是影响可靠性的一个关键因素。在计算元器件可靠性时,必须予以充分注意。

(3) 环境系数  $K_E$ 。考虑不同使用场合的环境影响,其取值相应有所变化:

1) 实验室条件、在正常室温、湿度不大于65%、标准大气压、无尘埃、无振动的封闭房间内,  $K_E=1$ 。

2) 在自然通风房间内、有尘埃、湿度略高于实验室条件,例如车间、变电站及农业产品的生产车间等环境时,  $K_E=2.5$ 。

3) 在苛刻的工作条件,如露天作业、田野及矿山等环境时,  $K_E=10$ 。

(4) 负载—温度修正系数  $\alpha_1$ 。在设计和计算变压器失效率时,一般可综合考虑为修正系数  $\alpha_1$ 。

(5) 电器触点负载率的修正系数  $\alpha_2$ 。这是对有触点器件的触头降额使用的修正。图1.3-28给出了继电器、开关和接插件等有触点器件的  $\alpha_2(K_H, t^\circ\text{C})$  的修正曲线。

(6) 电磁线圈通电率修正系数  $\alpha_3$ 。通电率  $C$  是指电磁线圈在一个工作周期内通电时间与周期之比。图1.3-29给出了继电器和接触器等线圈的通电率  $C$  的修正曲线。

(7) 有源元件使用系数  $K_u$ 。这是指除继电器触点以外,有源元件的有源工作时间与系统实际任务时间的比值。

在确定了上述各项系数后,可以得到电子元件的任务失效率为

$$\lambda_i = \lambda_b K_E K_u \alpha_1 \quad (1.3-19)$$

电磁器件(继电器等)的应用失效率为

$$\lambda_i = \left[ \lambda_{bw} \alpha_3 f \left( \sum_{i=1}^n \lambda_{bk} \alpha_2 \right) \frac{f}{f_H} \right] K_E \quad (1.3-20)$$

式中:  $\lambda_{bw}$ ,  $\lambda_{bk}$  为电磁器件的绕组和触点的基本失效率;  $n$  为触点数量;  $f/f_H$  为每小时内启动周期的实际数与额定数之比。

任务失效率计算同美国所采用的方式。

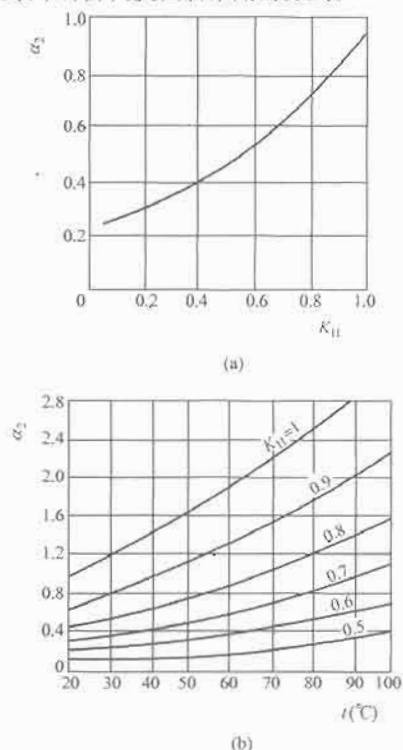


图 1.3-28 电器触点负载率修正系数  $\alpha_2$   
(a) 开关继电器等转换器件触点; (b) 接插件触点

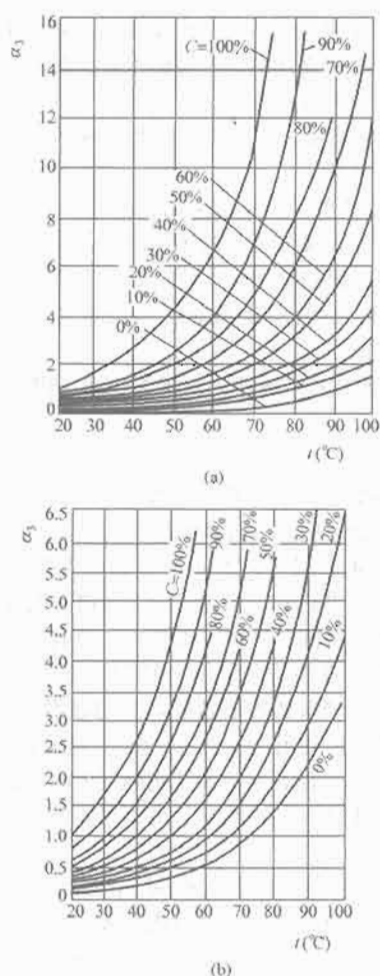


图 1.3-29 电磁线圈通电率  $C$  的修正系数  $\alpha_3$   
(a) 小功率继电器线圈; (b) 大功率电磁线圈

## 5.4 冗余系统

系统总体设计是保证可靠性的关键,但是由于自动化系统的日益庞大、复杂,单靠无限地提高元器件的可靠性来满足对系统日益提高的可靠性要求是不可能的。如前所述,在合理地提高了元器件的可靠性后,还要从系统设计上予以解决。采用冗余系统是一个行之有效的方法。

冗余系统即通常所说的并联备份设计,它用两个以上的系统来完成同一个任务,当一个失效后,另一个仍能保证设备完成任务,只有两个系统均失效,设备才失效。这些系统一个为工作系统,其余为备用系统。两重冗余技术有一个备用系统。在特殊场合可采用三重、四重冗余技术,如登月飞船等。备用方式分类如下:

(1) 按备用器件情况分类。

整体备用——整个系统备用。

单独备用——单个部件、单元或元器件作为备用。

(2) 按投入备用元器件方法分类。

1) 后备冗余法(又称冷备份)。使用两台以上相同设备,称为基本设备的一台工作,称为备用设备的一台只有在基本设备故障后才立刻由切换设备将其投入工作,在此以前,它可处于负载状态、轻闲状态或非负载状态。若元件在贮存期的失效率为零,称为冷贮备系统,反之称为热贮备系统。

2) 并行工作冗余法(又称热备份)。在整个工作期间,基本设备和备用设备一起投入工作,两者处于相同的工作条件下,同时完成同一项任务。

此种冗余方法有并联系统、混联系统和  $2/3[G]$  系统三种方式。 $2/3[G]$  系统是指由三个并联单元组成系统,该系统规定有两个单元为好时,系统才能正常工作。

### 5.4.1 几种冗余系统的可靠度比较

设每个单元的可靠度均为  $R(t) = e^{-\lambda t}$ , 在  $\lambda = 0.001$  时,比较  $t$  为 100h、1000h 的可靠度。

当  $t = 100h$  时

单个  $R_1(100) = e^{-0.001 \times 100} = e^{-0.1} = 0.905$

串联  $R_2(100) = R_1^2(100) = 0.819$

并联  $R_3(100) = 1 - [1 - R_1(100)]^2 = 0.991$

$2/3[G]$   $R_4(100) = 3R_1^2(100) - 2R_1^3(100) = 0.975$

当  $t = 1000h$  时

单个  $R_1(1000) = e^{-0.001 \times 1000} = e^{-1} = 0.368$

串联  $R_2(1000) = R_1^2(1000) = 0.135$

并联  $R_3(1000) = 1 - [1 - R_1(1000)]^2 = 0.600$

$2/3[G]$   $R_4(1000) = 3R_1^2(1000) - 2R_1^3(1000) = 0.306$

由上可见:

当  $R_1 = 0.905$  时  $R_2 < R_1 < R_4 < R_3$

当  $R_1 = 0.368$  时  $R_2 < R_4 < R_1 < R_3$

可以证明:

当  $R_1 > 0.5$  时  $R_2 < R_1 < R_4 < R_3$

当  $R_1 = 0.5$  时  $R_2 < R_1 = R_4 < R_3$

当  $R_1 < 0.5$  时  $R_2 < R_4 < R_1 < R_3$

上述关系如图 1.3-30 所示。由图可见,两个单元串联系统可靠度最低,两个单元并联系统可靠度最高。当单元可靠度  $R_1$  小于 0.5 时,  $2/3[G]$  系统的可靠度甚至不如一个单元系统。

在单元可靠度及串并联单元数均相同时,串并联系统的可靠度最高,并串联系统的可靠度次之,串联系统的可靠度显然是最低的,但复杂程度则反之。所以,在设计中采用冗余技术时要全面衡量采用适当的方案。

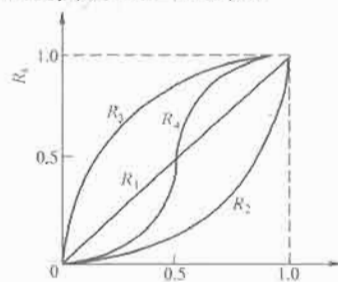


图 1.3-30 4 种系统可靠度比较

### 5.4.2 冗余技术的优缺点

冗余技术的最大优点是以不充分可靠的元器件得到所需的任何高可靠性系统。但是不论何种备用方法,总要求把备用元器件接入电路内,从而使电路复杂化,不但增加了预防性维护工作的困难,而且增加了设备的重量、体积和成本。并行工作冗余技术的优点是实现简单,既不需要传送故障的通信元器件,也不需要转换开关,而后的失效率  $\lambda_d$  将降低系统的可靠性。对于不允许有中断功能的系统,只能采用并行工作冗余法。

整个系统热备份的效益最低,所以只有在特殊需要的场合才采用。单元的热备份的效益较好,但由于其将使设备的重量、体积和成本有很大的提高,而难以采用,一般适用于提高个别特殊单元的可靠性情况。

冷备份的效益最好,但在实际使用中,由于转换装置的可靠性相对较低,难以提高,因而受到限制。此外,由于存

在转换开关的执行时间,必然会使系统有一个功能中断及其恢复的时间,这在许多自动控制系统中常常是不允许的。单元冷备份在可靠性要求高的大型单元(不是个别元器件)上应用是较适宜的。

滑动式冷备份的效益是相当好的,但转换装置过于复杂,而且只能用于有同样备用单元的情况。

综上所述,从理论上说,冗余系统能极大提高设备的工作可靠性,但在实际上采用时,必须根据工作对象的重要性、技术要求及经济指标作具体而仔细的分析研究后才能确定合理的备用方式。

### 5.5 提高设备可靠性的措施

上述各节阐述了系统可靠性和预计方法。其主要原则是确定元器件的实际可靠性指标,计算出系统可靠性指标,从而判断该系统是否满足要求。但是即使可靠性预计已合格的系统,并不一定是产品的可靠性就是合格的,还要考虑下述因素。

#### 5.5.1 故障检测装置

在设备运行中,尽早发现故障隐患并予以及时处理是十分重要的,故障检测装置是一个关键环节。

(1) 设置故障诊断环节。

1) 改善数据传送的编码技术,采用奇偶检验、汉明码等,检验传送数据的正确性。

2) 设计专门检测软件,在程序中设置多个校验点,发现异常情况及时报警,并通过备用程序处理;设置把关计数器,当出现电源故障、程序进入死循环或处理机停机等重大故障时,发出超时信号,设备进行校正处理。

(2) 故障的校正处理措施。根据检测装置的诊断结果,分别情况作适当处理,如:

1) 自动报警,显示或指示故障点。

2) 自动切换故障机,投入备用机。

3) 故障“弱化”技术:多台机系统重新组合;单机降低部分处理功能,改用常规仪表操作或手动操作。

4) 若属于外围故障,则不停机,而由值班人员及时处理。

#### 5.5.2 采用分散控制系统

在大规模集成电路及微处理机出现以后,大型系统不再只采用集中控制,而是趋向于分散多级控制,它具有以下优点:

(1) 提高了系统的响应速度及控制功能。

(2) 故障的危险随之分散,提高可靠性。

(3) 采用备份装置较经济。

(4) 按功能安排数据处理范围,减少了信息的流动量。

(5) 改善了系统的有效性。

(6) 易于设计。

(7) 在一定规模内降低了成本。

(8) 便于在各分散控制级采用标准化程度高的硬件和软件,提高系统的可靠性。

#### 5.5.3 软件可靠性的研究

随着电子技术的发展,计算机技术的广泛应用,软件的可靠性问题日益引人注目,许多软件故障往往只有在投入使用时才能发现,从而影响了系统的正常运行。在复杂的计算机系统中,软件故障数量往往超过硬件。目前软件可靠性已成为可靠性的一个新分支,而且迅速发展,其主要集中在如何设计可靠性高的软件,即如何编写正确的计算机程序;如何进行软件可靠性试验,即测试计算机程序;如何预计软件

的可靠性,即研究影响软件可靠性的参数,建立软件的可靠性模型。

#### 5.5.4 改进产品设计思想

在系统设计中,往往出现过分追求技术性能的先进性,而忽视了可靠性和有效性,结果导致产品的成本高、完好性差且维修费高。为此,应强调设备的可靠性和有效性;可靠性与技术性能相提并论,并在设计、研制、生产及使用各个阶段保证所要求的可靠性和有效性。

在产品设计中,采用更严格的简化及降额设计,尽量压缩产品的元器件数量。设计时采用专用集成电路,根据使用要求进一步降低元器件的使用定额。

#### 5.5.5 重视可维修性

在一定条件下,控制系统的可维修性直接影响可靠性,这是系统的特性,而不是元器件的特性。对于每一个电气传动控制系统,根据使用的具体条件,都预给了一个允许停工时间 $\tau_m$ ,在这段时间内,系统元器件的故障和修复均不影响该系统的正常工作能力,在这种情况下,系统的故障是指元器件的故障和修复时间超过了允许的停工时间 $\tau_m$ ;如果把发生故障的元器件用好的元器件代换,那么,就不能把工作过程中发生元器件故障的所有次数 $n$ 作为系统的故障数,此时,系统的故障数应为

$$n(\theta) = n[1 - \theta(\tau_m)] \quad (1.3-21)$$

式中: $\theta(\tau_m)$ 为系统在 $\tau_m$ 时间内恢复的概率。

系统的平均无故障工作时间(MTBF) $\bar{T}$ 大大增加,为

$$\bar{T}(\theta) = \bar{T} / [1 - \theta(\tau_m)] \quad (1.3-22)$$

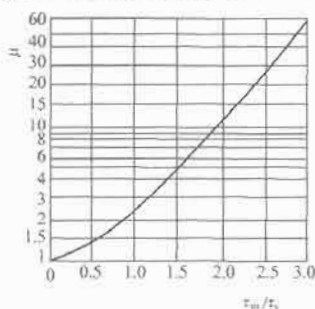
假设系统的修复时间服从爱尔兰分布,系统的MTFR为 $\tau_s$ ,则

$$\bar{T}(\theta) = \bar{T} / (1 + 2\tau_m/\tau_s) e^{-2\tau_m/\tau_s} \quad (1.3-23)$$

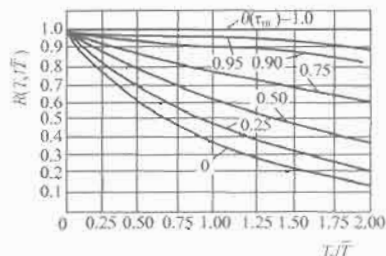
若提高了系统的可维修性指标,即降低了 $\tau_s$ 值,则系统平均无故障工作时间 $\bar{T}$ 被提高的倍数 $\mu$ 为

$$\mu = \bar{T}(\theta) / \bar{T} = e^{2\tau_m/\tau_s} / (1 + 2\tau_m/\tau_s) \quad (1.3-24)$$

图1.3-31(a)为 $\mu$ 与 $\tau_m/\tau_s$ 的关系曲线,图1.3-31(b)为可修复系统大于平均无故障工作时间的 $T_s$ 的可靠度 $R(T_s/\bar{T})$ 与



(a)



(b)

图 1.3-31 提高可维修性的效果

(a) 系统 MTBF 的提高倍数;

(b) 系统无故障时间概率的提高倍数

$T_s/\bar{T}, \theta(\tau_m)$  的曲线, 由曲线可见, 提高可维修性能大大提高  $\bar{T}$ , 尤其当  $\theta(\tau_m)$  很大时。

各国都很重视可维修性问题, 美国于 1966 年颁发第一个维修性军用标准 MIL-STD-470《维修性大纲要求》、MIL-STD-471《维修性鉴定、验证及评价》和 MIL-HDBK-472《维修性预计》, 并于 1968 年又制定了以可靠性为中心的维修大纲 MGS-1。这是值得借鉴的。

#### 5.5.6 提高产品的生产制造水平

同样的电气传动自动化系统, 在不同生产厂制造出来后, 在使用中可靠性相差甚远, 这是常见的现象。其原因在于产品设计和制造工艺的不同, 所以为了确保装置、设备的可靠性, 需注意以下各方面:

(1) 结构的合理。这主要体现在装置的机械强度好, 能满足运输及使用环境的要求, 例如: 抗振性、结构件的表面处理、通风散热及防尘埃等。

(2) 元器件的安装布局合理。元器件布局上轻下重; 发热元器件在上部; 强电与弱电、大功率与小功率元器件分开; 设置屏蔽; 分开布线; 元器件的绝缘和爬电间隙合格及维修方便等。

(3) 印制板工艺。线条的负载能力和绝缘距离足够; 可

靠的金属化孔; 布线设计; 制板水平; 阻焊剂、插脚和表面处理。

(4) 二次辅件。包括可靠的接插件、端子和紧固件等。

(5) 配线工艺。以波峰焊代替手工焊、绕接代替焊接、合理的布线方式及正确的选择导线。

(6) 元器件老化筛选。

(7) 严格的出厂检查和调试。

(8) 整机厂、元器件厂、销售部门及维修部门之间经常相互交换技术信息及失效数据, 改进薄弱环节, 不断提高产品的可靠性。

#### 5.5.7 注意人为可靠性

由于大量设备是由人来完成操作的, 真实的可靠性分析必须考虑人的因素。据美军方统计, 大约 20%~50% 的导弹系统故障是人为因素引起的, 主要是操作错误、维修失误及错读仪表等原因。目前国外已发展了考虑人为因素的系统可靠性模型, 并对制造过程中人为造成的故障, 以及现有的工程心理学标准是否适用于生产过程等问题进行了研究。此外, 还包括人为误差分类法、人为误差数据库的建立、人为误差对系统运行的影响、人为误差分配及人为可靠性模型等问题的研究。

## 参 考 文 献

- [1] 天津电气传动设计研究所编著. 电气传动自动化技术手册, 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [2] 张松春, 竺子芳等编著. 电子控制设备抗干扰技术及应用, 第2版. 北京: 机械工业出版社, 1995.





## 第2篇 电气自动控制策略

主编单位：华中科技大学

浙江大学

华中师范大学

主 编：王永骥 赵光宙 瞿少成

主 审：黄心汉（华中科技大学）

编写人员：王永骥（华中科技大学）

赵光宙（浙江大学）

瞿少成（华中师范大学）

王 敏（华中科技大学）

林 峰（浙江大学）

刘栋良（浙江大学）



# 第1章 概 论

自动控制在现代科技的许多领域都得到了广泛应用,掌握自动控制的基本理论和技术已经成为工程技术人员的基本要求。本章将介绍自动控制的基本原理、自动控制系统的分类、控制系统的基本要求和自动控制的历史。本章介绍的内容对全面了解自动控制系统的历史和未来的发展,理解后续章节有重要作用。

## 1 自动控制的基本原理

现代科学技术的众多领域中,自动控制技术起着非常重要的作用。从工业领域的数控机床按预定程序自动加工、机器人完成自动装配作业,到航空航天领域的人造卫星准确进入预定轨道并回收、雷达自动跟踪空中的飞行体,以及导弹制导、核动力等国防、高新技术领域都离不开自动控制理论与技术。不仅如此,自动控制技术的应用范围现在已扩展到生物、医学、环境、经济管理和其他许多社会生活领域中,成为现代社会生活中不可缺少的一部分。

从物理角度上来看,自动控制理论研究的是在特定激励作用下,系统响应变化的情况;从数学角度上来看,它研究的是从输入空间到输出空间的映射关系;从信息处理的角度来看,它研究的是信息的获取、处理、变换、输出等问题。

随着科学技术的进步、人们生活水平的提高,各学科间的交叉、渗透和融合日益广泛,自动控制的概念也不断扩大,人们已赋予它更广泛、更深远的意义。政治、经济、社会等各个领域也越来越多地被认为与自动控制有关。控制论作为一门独立的学科,包括工程控制论、生物控制论和经济控制论,在人类探知未来、认识和改造自然、建设高度文明和发达社会的活动中,自动控制理论和技术必将进一步发挥更加重要的作用。作为一个工程技术人员,了解和掌握自动控制原理和相关技术是十分必要的。

### 1.1 控制系统实例

具体的工程控制系统,一般有动力学系统、热力学系统、电力系统等。尽管组成系统的部件和环节千差万别,物理特性各不相同,但一个控制系统的运动规律都可以用数学表达式来描述,这样可以使我们避开具体系统不同的物理特性,在一般意义下研究控制系统的普遍规律。

所谓自动控制,是指在没有人直接参与的情况下,利用控制装置使被控对象(如机器、设备或生产过程)的一个或数个物理量(如电压、电流、速度、位置、温度、流量、化学成分等)自动地按照预定的规律运行(或变化)。而能够对被控对象的工作状态进行自动控制的系统称为自动控制系统。

控制系统一般由控制装置和被控对象组成。被控对象是指那些要求实现自动控制的机器、设备或生产过程。控制装置是指对被控对象起控制作用的设备总体。自动控制系统的功能和组成是多种多样的,其结构有简单的,也有复杂的。它可以只控制一个物理量,也可以控制多个物理量,甚至是控制一个企业机构的全部生产和管理过程;它可以是一个具体的工程系统,也可以是比较抽象的社会系统、生态系统或

经济系统。

下面以一个电炉温度调节系统为例来说明自动控制系统的构成。

(1) 炉温开环控制系统。图 2.1-1 所示为一个炉温开环控制系统,电炉是被控对象,炉温是要求进行自动调节(控制)的物理量,称为被控量。控制装置是电阻丝和开关,电阻丝接通电源受时间继电器触点 K 的控制,触点 K 闭合与断开的的时间按照在正常情况下炉温可达到的希望值的经验数据预先设定。实际炉温虽然可能高于或低于希望值,但通过触点 K 的控制,基本能保持恒温。如果工作条件发生变化,例如,炉门开关次数增加,由于没有对被控量炉温进行测量,并根据实际炉温与希望值的偏差来改变触点 K 接通和断开时间,炉温就会低于希望值;如果电压波动,也会使实际炉温偏离希望温度。因此,该系统的控制精度较低,其特点是控制装置只按照给定的输入信号对被控量进行单向控制,而不对被控量进行测量并反向影响控制作用,这样的控制方式称为开环控制。由于开环控制不具有修正由于扰动(使被控量偏离希望值的因素)而出现的被控量与希望值之间偏差的能力,因此,开环控制系统的抗干扰能力较差,控制精度较低。

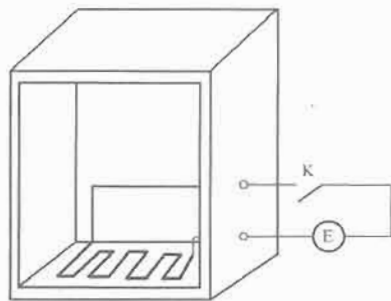


图 2.1-1 炉温开环控制系统

(2) 炉温闭环控制系统。如果在图 2.1-1 所示的炉温开环控制系统中加入一个接触式水银温度计测量炉温,就可由开环系统转换成闭环系统,如图 2.1-2 所示。水银温度计的两个触点 A 和 B 接在常闭继电器的线圈电路中,它们随着水银柱的升降接通或断开电源,使触点 K 断开或闭合。例如,当温度升至希望值时(对应水银柱在 A 点位置),A、B

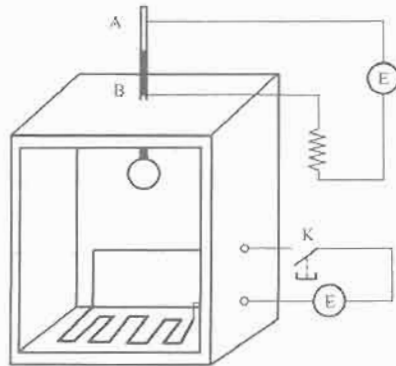


图 2.1-2 炉温闭环控制系统

两点接通,此时继电器线圈回路电源接通,常闭触点K断开,使电阻丝无电流流过,炉温开始下降;当温度低于设定值时,水银柱下降,继电器线圈无电流通过,常闭触点K闭合,电阻丝与电源接通,使温度上升。调整水银温度计触点A的位置,就可改变炉温的希望值。

该系统中,开关K接通和断开的的时间可根据实际炉温进行自动调整,不只单方向受到给定信号(期望的温度值)的影响,还有被控量(实际炉温)的作用,形成一个闭合的控制回路,这样的系统称为闭环控制系统。

由这个实际系统的例子,我们可以得到开环控制与闭环控制的概念。开环控制是指系统的被控量(输出量)只受控于控制作用,对控制作用不能反施任何影响的控制方式,采用这一控制方式的系统称为开环控制系统。闭环控制是指系统的被控量(输出量)与控制作用之间存在着负反馈的控制方式,采用闭环控制的系统称为闭环控制系统或反馈控制系统。

## 1.2 控制系统框图

在控制系统设计与分析中,为了简明表示系统的构成原理和各信号之间的关系,常常用框图来表示一个控制系统的结构及信号在系统中的传递路径,如图2.1-3所示。框图通常由以下几部分组成。

- (1) 方框。控制装置和被控对象分别用方框表示。
- (2) 信号线。方框的输入和输出以及它们之间的连接用带箭头的信号线表示。
- (3) 输入信号。进入方框的信号。
- (4) 输出信号。离开方框的信号。
- (5) 比较环节。表示两个或两个以上的信号的叠加,常用符号 $\otimes$ 表示。



图 2.1-3 框图的组成

在闭环控制系统中,被控制量一般由测量装置反馈到输入端,然后由比较装置将反馈量与输入信号加以比较,得到实际值与希望值之间的偏差,再对被控量进行调整。有时测量与比较由同一个装置完成,如炉温控制系统中的温度计。典型闭环控制系统框图如图2.1-4所示,图中在比较环节处的“-”号表示负反馈,表明输入量与反馈量在比较环节的叠加关系是相减的。



图 2.1-4 闭环控制系统框图

上述闭环炉温控制系统的框图如图2.1-5所示。在这里温度计起着对实际炉温进行测量并反馈到输入端和将给定信



图 2.1-5 闭环炉温控制系统框图

号与反馈信号进行比较的作用。

## 2 自动控制系统的分类

自动控制系统应用范围很广,分类的方法也很多,如按照系统的控制方式分类,可将系统分为开环控制系统与闭环控制系统;按照信号的连接特点分类,可分为反馈控制系统、前馈控制系统以及含有反馈和前馈的复合控制系统;按系统功用可分为温度控制系统、压力控制系统、位置控制系统等;按系统的性能可分为线性系统和非线性系统、连续系统和离散系统、定常系统和时变系统、确定系统和不确定系统等。几种常见的分类描述如下。

### 2.1 基于系统的控制结构分类

按照系统的控制结构可将系统分为开环控制系统和闭环控制系统,在1.1节中已提到。由于开环系统的输出端与输入端不存在反馈回路,输出量对系统的控制作用不产生影响,因此开环系统结构简单、成本低廉、工作稳定。在输入和扰动已知情况下,开环控制系统可取得比较满意的结果。但是,由于开环控制系统不能自动修正被控量的误差、系统元件参数的变化以及外来未知干扰对系统精度的影响,所以开环控制系统的精度不高。闭环控制系统由于有“反馈”作用的存在,具有自动修正被控量出现偏差的能力,可以修正元件参数变化及外界扰动引起的误差,所以控制效果好,精度高。由于一个实际系统总会存在参数变化和扰动的影响,所以,只有按负反馈原理组成的闭环控制系统,才能真正实现自动控制,获得满意的控制效果。但是闭环控制系统也有不足之处,除了结构复杂、成本较高外,一个主要的问题是反馈的存在,控制系统可能出现“振荡”,严重时,会使系统失去稳定而无法工作。因此,在自动控制理论的研究中,一个很重要的问题是如何解决好“振荡”或“发散”问题。

除了开环控制和闭环控制这两种控制结构外,有时为了提高系统的性能还采用复合控制。

复合控制是闭环控制和开环控制相结合的一种控制方式。它是在闭环控制等基础上增加一个干扰信号的补偿控制,以提高控制系统的抗干扰能力。复合控制的系统框图见图2.1-6。

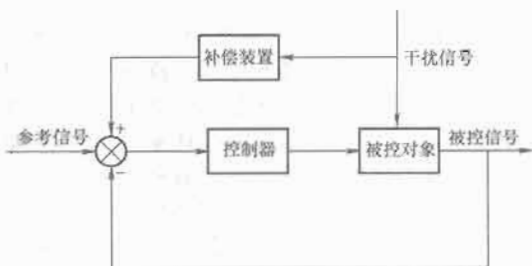


图 2.1-6 复合控制系统框图

增加干扰信号的补偿控制作用,可以在干扰对被控量产生不利影响的同时,及时提供控制作用以抵消此不利影响。纯闭环控制则要等待该不利影响反映到被控信号之后才引起控制作用,对干扰的响应较慢;但如果没有反馈信号回路,只按干扰进行补偿控制时,则只有顺馈控制作用,控制方式相当于开环控制,被控量又不能得到精确控制。两者的结合既能得到高精度控制,又能提高抗干扰能力。因此获得广泛的应用。当然,采用这种复合控制的前提是干扰信号可以测量到。



## 2.2 基于传输信号的性质分类

如果按照系统中传输信号的特征分类,可将系统分为连续系统和离散系统。

(1) 连续系统。连续系统是指系统内各处的信号都是以连续的模拟量传递的系统。图 2.1-2 所示的炉温自动控制系统就属于这一类,目前工业控制中普遍采用的常规控制仪表、PID 调节系统等都属于这一类。

(2) 离散系统。如果系统内某一处或数处信号是以脉冲序列或数码形式传递的,则该系统称为离散系统。若离散信号为脉冲的系统又叫脉冲控制系统或采样控制系统。若离散信号以数码形式传递的系统,又叫数字控制系统或计算机控制系统,如数字计算机控制系统就属于这一类型。离散系统的运动方程只能用差分方程描述。脉冲序列可由脉冲信号发生器或振荡器产生,也可用采样开关将连续信号变成脉冲序列。

图 2.1-7 和图 2.1-8 分别给出了脉冲控制系统和采样数字控制系统的结构图。

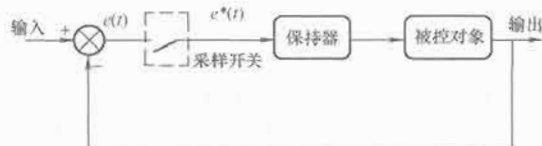


图 2.1-7 脉冲控制系统结构图



图 2.1-8 采样数字控制系统结构图

## 2.3 基于输入信号的变化规律分类

根据输入信号的变化规律(特点)对系统进行分类,可将系统分为恒值控制系统、过程控制系统和随动控制系统。

(1) 恒值控制系统(或称自动调节系统)。这类系统的特点是输入信号是一个恒定的数值。工业生产中的恒温、恒速等自动控制系统都属于这一类型。

恒值控制系统主要研究各种干扰对系统输出的影响以及如何克服这些干扰,把输入、输出量尽量保持在希望值上。

(2) 过程控制系统(或称程序控制系统)。这类系统的特点是输入信号是一个已知的时间函数,系统的控制过程按预定的程序进行,要求被控量能迅速准确地复现,如化工中反应的压强、温度、流量控制系统等。恒值控制系统也被认为是过程控制系统的特例。

(3) 随动控制系统(或称伺服系统)。这类系统的特点是输入信号是一个未知函数,要求输出量跟随给定量变化,如火炮自动跟踪系统。人们事先不知道飞机的运动规律,当然也就无法驱动火炮瞄准一个确定的位置。这类系统要求火炮随飞机的运行变化轨迹,不断地自行修正位置。考虑到飞机的机动性,要求该系统有较好的跟踪能力。

工业自动化仪表中的显示记录仪、跟踪卫星的雷达天线控制系统、自动驾驶系统等均属于随动控制系统。

## 2.4 基于系统的数学模型分类

若按照描述系统的数学模型分类,可将系统分为线性系统和非线性系统。

构成线性系统的所有元件都是线性元件,其动态性能可用线性微分方程描述,系统满足叠加原理。非线性系统是指构成系统的元件中含有非线性元件的系统,它只能用非线性微分方程描述,不满足叠加原理。在实际系统中,理想的线性系统是不存在的,构成系统的元件中总会或多或少地含有非线性特性。如齿轮传动装置,理想化的齿轮传动,从动轮与主动轮的关系是比例关系,但如果考虑齿隙的影响,在传动时有死区存在,它就是一个非线性元件了。如果系统的这种非线性特性在一定条件下,或在一定范围内呈线性特性,则可将它们进行线性化处理,这类系统或元件的特性称为非本质非线性特性。反之,称之为本质非线性特性,只能用非线性理论进行分析研究。

(1) 线性系统。构成线性系统的所有元件都是线性元件,其动态性能可用线性微分方程描述,若各项系数为常数,则称为线性定常系统。其运动方程一般形式为

$$\begin{aligned} y^{(n)}u(t) + a_1 y^{(n-1)}u(t) + \cdots + a_{n-1} \dot{y}u(t) + a_n yu(t) \\ = b_0 u^{(n)}u(t) + b_1 u^{(n-1)}u(t) + \cdots + b_{n-1} \dot{u}u(t) + b_n uu(t) \end{aligned} \quad (2.1-1)$$

式中:  $u(t)$  为系统的输入量;  $y(t)$  为系统的输出量。

线性系统的主要特点是具有叠加性和齐次性,即当系统的输入分别为  $r_1(t)$  和  $r_2(t)$  时,对应的输出分别为  $c_1(t)$  和  $c_2(t)$ ,则当输入为  $r(t) = a_1 r_1(t) + a_2 r_2(t)$  时,输出量为  $c(t) = a_1 c_1(t) + a_2 c_2(t)$ ,其中  $a_1$ 、 $a_2$  为常数。

(2) 非线性系统。在构成系统的环节中有一个或一个以上的非线性环节时,称此系统为非线性系统。它只能用非线性微分方程描述,不满足叠加原理。典型的非线性特性有饱和特性、死区特性、间隙特性、继电特性、磁滞特性等,如图 2.1-9 所示。

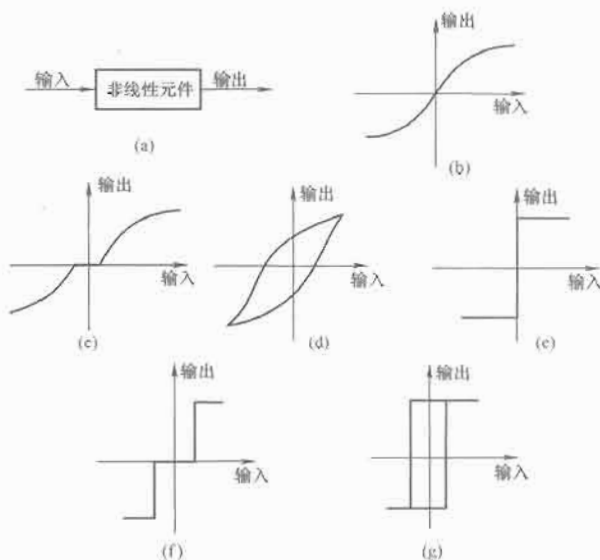


图 2.1-9 非线性元件静特性举例

## 2.5 其他分类方法

自动控制系统还有其他的分类方法,如按系统输入/输出信号的数量来分,有单输入/单输出系统和多输入/多输出系统;按控制系统的功能来分,有温度控制系统、速度控制系统、位置控制系统等;按系统元件组成来分,有机电系统、液压系统、生物系统;按不同的控制理论分支设计的新

型控制系统来分,有最优控制系统,自适应控制系统,预测控制系统,模糊控制系统,神经网络控制系统等。尽管系统分类的方式有多种,但不管什么形式,不管什么控制方式的系统,使用者都希望它能够做到可靠、迅速和准确,在第3章中,将详细介绍时域中系统分析的基本方法和衡量系统性能的指标。

### 3 对控制系统的基本要求

尽管控制系统有各种不同的类型,对每个系统的要求也各不相同,但对系统的要求和对系统性能的评价通常可分为三个方面:系统的稳定性、系统的动态性能和稳态性能。

#### 3.1 稳定性

系统的稳定性是指系统在受到扰动作用后自动返回原来的平衡状态的能力。如果系统受到扰动作用(系统内或系统外)后,能自动返回到原来的平衡状态,则该系统是稳定的。稳定系统的数学特征是其输出量具有非发散性;反之,系统是不稳定系统。稳定性是系统能正常工作的前提条件,不稳定的系统是不能工作的。线性控制系统稳定与否只与系统本身的结构参数有关,与外部条件无关。而非线性系统不存在系统是否稳定这样一个笼统的概念,必须针对某一个具体的运动状态来讨论稳定性问题。

#### 3.2 动态性能

当系统受到外部扰动的影响或是参考输入发生变化时,被控量就会随之发生变化,经过一段时间后,被控量恢复到原来的平衡状态或到达一个新的给定状态,称这一过程为过渡过程。在时域中,通常通过系统在单位阶跃信号作用下的输出响应来评价系统的动态性能。因为这是系统在实际工作时经常遇到的最不利的一种情况,如电网电压的突变、负载的突然增加或减小、飞行中的阵风扰动等,都可以视为阶跃信号的作用。阶跃信号的数学表达式为

$$f(t) = \begin{cases} 0 & t < 0 \\ R & t \geq 0 \end{cases} \quad (2.1-2)$$

式(2.1-2)表示在 $t=0$ 时出现幅值为 $R$ 的阶跃变化函数,如图2.1-10所示。

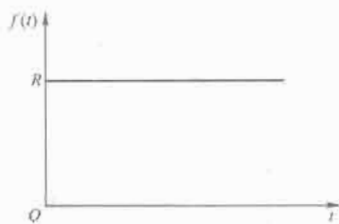


图 2.1-10 阶跃函数

系统响应的动态特性有以下几种情况。

(1) 单调过程。被控量 $c(t)$ 单调变化,缓慢地到达新的平衡状态(新的稳态值)。如图2.1-11(a)所示,一般这种动态过程具有较长的动态过程时间(即到达新的平衡状态所需的时间)。

(2) 衰减振荡过程。被控量 $c(t)$ 的动态过程是一个振荡过程,但是振荡的幅度不断地衰减,到过渡过程结束时,被控量会达到新的稳态值。这种过程的最大幅度称为超调量,如图2.1-11(b)所示。

(3) 等幅振荡过程。被控量 $c(t)$ 的动态过程是一个持

续等幅振荡过程,始终不能到达新的稳态值,如图2.1-11(c)所示。这种过程如果振荡的幅度较大,生产过程不允许,则认为是一种不稳定的系统,如果振荡的幅度较小,生产过程允许,则认为是一种稳定的系统。

(4) 发散振荡过程。被控量 $c(t)$ 的动态过程不但是一个振荡过程,而且振荡的幅值越来越大,以致会大大超过被控量允许的误差范围,如图2.1-11(d)所示。这是一种典型的不稳定过程,设计自动控制系统要绝对避免产生这种情况。

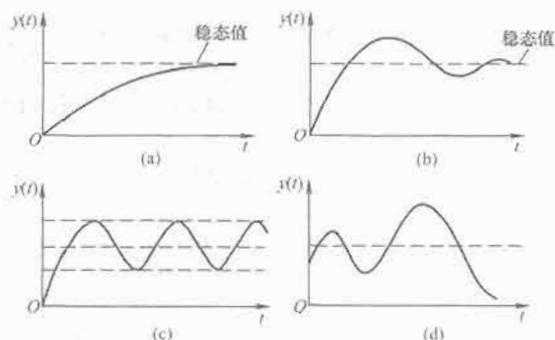


图 2.1-11 自动控制系统被控量变化的动态特性

一般来说,自动控制系统如果设计合理,其动态过程多属于图2.1-11(b)的情况。为了满足要求,我们希望控制系统的动态过程不仅是稳定的,并且希望过渡过程时间(又称调整时间)越短越好,振荡幅度越小越好,衰减得越快越好。

系统输出的超调量 $\sigma_p$ 、上升时间 $t_r$ 、峰值时间 $t_p$ 、过渡过程时间(或调整时间) $t_s$ 等特征量表示过渡过程中系统的动态性能。这些特征量的定义及计算在第3章中详细介绍。

#### 3.3 稳态性能

稳态性能是指稳定的系统在过渡过程结束后,其稳态输出偏离希望值的程度,用稳态误差来度量,这是系统精度的衡量指标。开环控制系统的稳态误差通常与系统的增益或放大倍数有关,而反馈控制系统(闭环系统)的控制精度主要取决于它的反馈深度。稳态误差越小,系统的精度越高。

当自动控制系统受到各种干扰(扰动)或者人为要求给定值(参考输入)发生改变时,被控量就会发生变化,偏离给定值。通过系统的自动控制作用,经过一定的过渡过程,被控量又恢复到原来的稳定值或者稳定到一个新的给定值。这时系统从原来的平衡状态过渡到一个新的平衡状态,我们把被控量在变化过程中的过渡过程称为动态过程(即随时间而变的过程),而把被控量处于平衡状态称为静态或稳态。

自动控制系统最基本的要求是系统必须控制系统被控量的稳态误差(偏差)为零或在允许的范围内(具体误差可以多大,要根据具体的生产过程的要求来确定)。对于一个好的自动控制系统来说,仪表要求稳态误差越小越好,最好稳态误差为零。一般要求稳态误差在被控量额定值的2%~5%。

关于稳态性能和动态性能的性能指标,我们将在本篇第3章中详细讨论。

### 4 自动控制理论的发展

自动控制理论是研究自动控制共同规律的技术科学,既是一门古老的、已臻成熟的学科,又是一门正在发展的、具有强大生命力的新兴学科。从1868年麦克斯韦(J. C. Maxwell)提出低阶系统稳定性判据至今100多年里,

自动控制理论的发展可分为以下四个主要阶段:

第一阶段: 经典控制理论(或古典控制理论)的产生、发展和成熟;

第二阶段: 现代控制理论的兴起和发展;

第三阶段: 大系统控制兴起和发展阶段;

第四阶段: 智能控制发展阶段。

#### 4.1 经典控制理论

控制理论的发展初期,是以反馈控制理论为基础的自动调节原理,主要用于工业控制。第二次世界大战期间,为了设计和制造飞机及船用自动驾驶仪、火炮定位系统、雷达跟踪系统等基于反馈原理的军用装备,自动控制理论得到了促进和完善。

1868年,麦克斯韦(J. C. Maxwell)提出了低阶系统的稳定性代数判据。

1895年,数学家劳斯(Routh)和赫尔维茨(Hurwitz)分别独立地提出了高阶系统的稳定性判据,即Routh和Hurwitz判据。

二战期间(1938~1945年)奈奎斯特(H. Nyquist)提出了频率响应理论,1948年,伊万斯(W. R. Evans)提出了根轨迹法。至此,控制理论发展的第一阶段基本完成,形成了以频率法和根轨迹法为主要方法的经典控制理论。

经典控制理论的基本特征如下:

(1) 主要用于线性定常系统的研究,即用于常系数线性微分方程描述的系统的分析与综合。

(2) 只用于单输入、单输出的反馈控制系统。

(3) 只讨论系统输入与输出之间的关系,而忽视系统的内部状态,是一种对系统外部描述的方法。

应该指出的是,反馈控制是一种最基本最重要的控制方式,引入反馈信号后,系统对来自内部和外部干扰的响应变得迟钝,从而提高了系统的抗干扰能力和控制精度。与此同时,反馈作用又带来了系统稳定性问题,正是这个曾一度困扰人们的系统稳定性问题激发了人们对反馈控制系统进行深入研究的热情,推动了自动控制理论的发展与完善。因此,从某种意义上讲,经典控制理论是伴随着反馈控制技术的产生和发展而逐渐完善和成熟起来的。

#### 4.2 现代控制理论

由于经典控制理论只适用于单输入、单输出的线性定常系统,只注重系统的外部描述而忽视系统的内部状态,因而在实际应用中有很大的局限性。

随着航天事业和计算机的发展,20世纪60年代初,在经典控制理论的基础上,以线性代数理论和状态空间分析法为基础的现代控制理论迅速发展起来。1954年贝尔曼(R. Bellman)提出动态规划理论,1956年庞特里雅金(L. S. Pontryagin)提出极大值原理,1960年卡尔曼(R. K. Kalman)提出多变量最优控制和最优滤波理论。

在数学工具、理论基础和研究方法上,现代控制理论不

仅能提供系统的外部信息(输出量和输入量),而且还能提供系统内部状态变量的信息。它无论对线性系统或非线性系统、定常系统或时变系统、单变量系统或多变量系统,都是十分重要的。

#### 4.3 大系统理论

从20世纪70年代开始,现代控制理论继续向纵深发展,出现了一些新的控制方法和理论。如:①现代频域方法,它是以传递函数矩阵为数学模型,研究线性定常多变量系统;②自适应控制理论和方法,它是以系统辨识和参数估计为基础,在实时辨识基础上在线确定最优控制规律;③鲁棒控制方法,它在保证系统稳定性和其他性能基础上,设计不变的鲁棒控制器,以处理数学模型的不确定性。

随着控制理论的发展,其应用范围也从个别小系统的控制,发展到若干个相互关联的子系统组成的大系统进行整体控制;从传统的工程控制领域推广到包括经济管理、生物工程、能源、运输、环境等大型系统以及社会科学等领域。

大系统理论是过程控制与信息处理相结合的系统工程理论,具有规模庞大、结构复杂、功能综合、目标多样、因素众多等特点,目前仍处于发展和开创性阶段。

#### 4.4 智能控制

人工智能的出现和发展,促进了自动控制向着更高层次——智能控制发展。从人工智能的角度来看,智能控制是智能科学的一个新的应用领域,从控制的角度来看,智能控制是控制科学发展的一个新的阶段,它是无需人的干预就能够独立驱动智能机器实现其目标的自动控制。智能控制的概念和原理主要是针对被控对象、环境、控制目标或任务的复杂性提出来的,它的指导思想是依据人的思维方式和处理问题的技巧,解决那些目前需要人的智能才能解决的复杂的控制问题。被控对象的复杂性体现为:模型的不确定性,高度非线性,分布式的传感器和执行器,动态突变,多时间标度,复杂的信息模式,庞大的数据量,以及严格的特性指标等。

智能控制的目的在于对实际环境或过程进行组织(即决策和规划),以实现广义问题的求解。这些问题的求解过程与人脑的思维程度具有一定的相似性,即具有不同程度的智能。一般认为,智能控制的方法包括学习控制、模糊控制、神经网络控制和专家控制等。

长期以来,自动控制学科已对整个科学技术的理论和实践做出了重要贡献,为人类社会带来了巨大利益。随着社会进步和科学技术的发展,必将对控制学科提出更高的要求,自动控制既面临严峻的挑战,又存在良好的发展机遇,为解决这一问题,一方面需要推进硬件、软件和智能的结合,实现控制系统的智能化;另一方面要实现自动控制学科与计算机科学、信息科学、系统科学以及人工智能的结合,为自动控制提供新思想、新方法和新技术,创立边缘新学科,推动自动控制的发展。

## 第2章 自动控制系统的建模

由第1章的介绍我们知道,自动控制系统的设计是建立在系统数学模型基础上的。所谓系统的数学模型,是指描述系统各变量之间关系的数学表达式。实际存在的系统,不管它们是机械的、电气的,还是气动的、液压的、热力的,甚至是生物学的、经济学的等,它们的动态性能都可以通过数学模型来描述(例如微分方程、差分方程、传递函数、状态空间表达式等)。控制理论对控制系统的研究,就是从数学模型着手,分析控制系统的性能,根据性能指标的要求,进行控制器的校正与设计。

因为控制系统的数学模型关系到对系统性能的分析结果,所以建立合理的数学模型是控制系统分析中最重要的事情。本章将对系统和元件数学模型的建立、传递函数的概念、结构图的建立及简化、频率特性、采样控制系统的数学模型和系统的状态空间描述等内容加以论述。

### 1 导论

#### 1.1 数学模型

数学模型是描述系统内部物理量(或变量)关系的数学表达式。模型能否准确描述系统的运动特性,决定了对系统分析的精确度,所以建立合理的数学模型是控制系统分析中最重要的事情。当然,与模型有关的因素可能很多,在建立模型时不可能也不必要把一些非主要因素都囊括进去。一般来说,模型精度越高,模型就越复杂,对系统进行分析和设计就越困难,理解和应用起来也就越困难。所以通常在建立模型时,会在模型精度和可行性之间做出折中考虑。

例如,实际的物理系统一般含有非线性特性,所以系统的数学模型就应该非线性的。严格地讲,实际系统的参数不可能是集中的,所以系统的数学模型又应该用偏微分方程描述。但是求解非线性方程或偏微分方程相当困难,有时甚至是不可能的。因此,为了便于问题的求解,常常在误差允许的范围内,忽略次要因素,用简化的数学模型来表示实际的物理系统。

数学模型的形式有多种。如果只需要反映系统静态关系,就可以用代数方程;如果要表示系统输入和输出之间的动态关系,就可以用常微分方程或偏微分方程,具体采用什么形式的数学模型,还要取决于系统的特点和对系统精度的要求。为了便于分析研究,可能某种形式的数学模型比另一种更合适。例如,在求解最优控制问题或多变量系统的问题时,采取状态变量表达式(即状态空间表达式)比较方便;但是在对单输入、单输出系统的分析中,采用输入输出间的传递函数(或脉冲传递函数)作为系统的数学模型比较合适。

#### 1.2 系统建模

在建立系统数学模型时,必须注意以下问题。

(1) 全面了解系统的特性,确定研究目的以及准确性要求,决定能否忽略一些次要因素而使系统数学模型简化,既不致造成数学处理上的困难,又不至于影响分析的准确性。

一般在条件允许的情况下,最初尽可能采用简化的常系数线性数学模型。若有必要,再在线性模型分析的基础上考虑被忽略因素所引起的误差,然后再建立比较完善准确的系统数学模型。但是必须指出,由于数学分析方法上的误差以及数学模型的复杂,有时不一定会带来预期的准确结果。

(2) 根据所应用的系统分析方法,建立相应形式的数学模型(微分方程、传递函数等),有时还要考虑便于计算机求解。

建立系统的数学模型主要有两种途径:第一种途径是利用人们已有的关于系统的知识,采用演绎的方法建立数学模型。演绎法是一种推理方法,用这种方法建立模型时,是通过系统本身机理(物理、化学规律)的分析确定模型的结构和参数,从理论上推导出系统的数学模型。例如在机械系统中依照牛顿定律建立系统的数学模型,在电气系统中,根据基尔霍夫定律建立系统的数学模型,这种利用演绎法得出的数学模型称为机理模型或解析模型。第二种途径是根据对系统的观察,通过测量所得到的大量输入、输出数据,用辨识的方法推断出被研究系统的数学模型。这种方法称为归纳法,利用归纳法所建立的数学模型称为经验模型。一般来讲,采用演绎法建立的数学模型,是系统模型化问题的唯一解。而采用归纳法时,能够满足观测到的输入、输出数据关系的系统模型却有无穷多个。在本书范围内,仅介绍演绎法,即利用机理法建立系统数学模型的内容。

### 2 控制系统的微分方程

不论是机械系统、电气系统还是液压系统,都是按照一定的运动规律进行的,这些运动规律通常是可以微分方程来表示的,因此建立微分方程是建立系统数学模型的基础。

#### 2.1 微分方程的建立

建立系统微分方程的一般步骤如下:

(1) 根据系统要求确定系统或元件的输入输出变量。微分方程通常建立的是输入和输出之间的数学关系。

(2) 根据物理或化学定律列出原始方程,这里的原始方程,就是指物理或化学的定律,如牛顿第二定律、能量守恒定律、基尔霍夫定律等。如果是元件,就直接对元件列写相应的原始方程;如果是由多个元件组成的系统,则应对每一个元件建立原始方程。

(3) 在适当情况下进行简化,忽略一些次要因素。实际系统或多或少地带有一定的非线性和分布参数特性,在精度允许范围内,只有作一定的简化,才能得到既简单又能用的数学模型。

(4) 消去中间变量,得到系统或元件输入输出的微分方程。

需要注意的是,列写微分方程时,最后要将微分方程按标准形式来写,即将输出量及其各阶导数项列写在方程的左端;输入项及其各阶导数项列写在方程的右端。

下面通过几个例子来说明如何根据以上步骤建立系统的微分方程。



### 2.1.1 机械位移系统

在控制系统中,经常会碰到机械运动部件,它们的运动通常分为平移和旋转。列写机械运动部件的微分方程式时,直接或间接应用的是牛顿定律。

图 2.2-1 表示一个弹簧—质量—阻尼器系统。当外力  $f(t)$  作用时,系统产生位移  $y(t)$ ,要求写出系统在外力  $f(t)$  作用下的运动方程式。

列写微分方程的步骤如下:

(1)  $f(t)$  是系统的输入,  $y(t)$  是系统的输出。

(2) 设运动部件的质量用  $M$  表示,按集中参数处理,忽略弹簧质量。

(3) 列出原始方程。根据牛顿第二定律,有

$$f(t) - f_1(t) - f_2(t) = M \frac{d^2 y}{dt^2} \quad (2.2-1)$$

$f_1(t)$  和  $f_2(t)$  为中间变量,找出它们与其他因素的关系。由于阻尼器是一种产生黏性摩擦或阻尼的装置,活塞杆和缸体发生相对运动时,其阻力与运动方向相反,与运动速度成正比,故有

$$f_1(t) = B \frac{dy(t)}{dt} \quad (2.2-2)$$

$$f_2(t) = Ky(t) \quad (2.2-3)$$

式中:  $B$  为阻尼系数;  $K$  为弹性系数。

将式 (2.2-2)、式 (2.2-3) 代入式 (2.2-1), 消去中间变量, 整理得

$$M \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + B \frac{dy(t)}{dt} + Ky(t) = f(t) \quad (2.2-4)$$

将方程两边同时除以  $K$

$$\frac{M}{K} \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + \frac{B}{K} \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = \frac{1}{K} f(t) \quad (2.2-5)$$

令 
$$T_B = \frac{B}{K}, T_M^* = \frac{M}{K}$$

则有

$$T_M^* \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + T_B \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = \frac{1}{K} f(t) \quad (2.2-6)$$

若采用国际单位制, 即  $[f(t)] = \text{N}$ ,  $[t] = \text{s}$ ,  $[M] = \text{kg}$ ,  $[y(t)] = \text{m}$ ,  $[B] = \text{N} \cdot \text{s/m}$ ,  $[K] = \text{N/m}$ , 则有

$$[T_B] = \left[ \frac{B}{K} \right] = \text{s}$$

$$[T_M^*] = \left[ \frac{M}{K} \right] = \frac{\text{kg} \cdot \text{m}}{\text{N}} = \text{s}^2$$

所以  $T_B$  和  $T_M$  是如图 2.2-1 所示系统的时间常数。称  $1/K$  为该系统的传递系数, 它反映了静态时, 系统的输出与输入之比 [系统在静态时, 其输出不随  $t$  变化,  $\frac{dy(t)}{dt}$ ,

$\frac{d^2 y(t)}{dt^2}, \dots, \frac{d^n y(t)}{dt^n}$  均为零]。

### 2.1.2 R-L-C 电路

设在如图 2.2-2 所示的  $R$ - $L$ - $C$  电路中,  $R$ 、 $L$ 、 $C$  均为常值,  $u_i(t)$  为输入电压,  $u_C(t)$  为输出电压, 输出端开路 (或负载阻抗很大, 可以忽略)。要求列出  $u_C(t)$  与  $u_i(t)$  的关系方程。

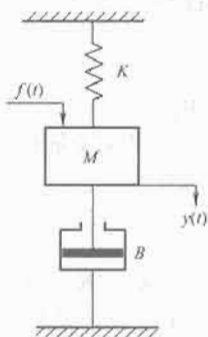


图 2.2-1 弹簧—质量—阻尼器系统

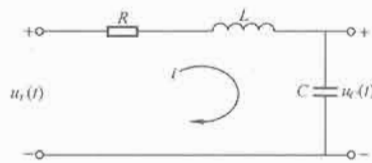


图 2.2-2 R-L-C 电路

(1) 根据基尔霍夫定律可写出原始方程式

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = u_i(t) \quad (2.2-7)$$

式中:  $i$  是中间变量, 它与输出  $u_C(t)$  有如下关系:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int i dt \quad (2.2-8)$$

(2) 在式 (2.2-7)、式 (2.2-8) 中消去中间变量  $i$ , 得输入输出微分方程式

$$LC \frac{d^2 u_C(t)}{dt^2} + RC \frac{du_C(t)}{dt} + u_C(t) = u_i(t) \quad (2.2-9)$$

或 
$$T_1 T_2 \frac{d^2 u_C(t)}{dt^2} + T_2 \frac{du_C(t)}{dt} + u_C(t) = u_i(t) \quad (2.2-10)$$

式中:  $T_1 = L/R$ ,  $T_2 = RC$  为该电路的两个时间常数。当  $t$  的单位为秒时, 它们的单位也为秒。图 2.2-2 电路的传递系数为 1。

式 (2.2-9) 或式 (2.2-10) 也是线性定常系统二阶微分方程式, 由于电路中有两个储能元件  $L$  和  $C$ , 故式中左端导数项最高阶次为 2。比较式 (2.2-6) 和式 (2.2-10) 可知, 虽然  $R$ - $L$ - $C$  电路与弹簧—质量—阻尼器系统的物理属性是完全不同的, 但它们的微分方程具有相同的形式。将这样具有相同结构微分方程的系统称为相似系统。利用相似系统的特性, 就有可能利用电气系统来模拟机械系统, 进行试验研究。而且从系统理论来说, 就有可能撇开系统的具体物理属性, 进行普遍意义的研究。

### 2.1.3 直流电动机

直流电动机经常应用在输出功率较大的控制系统中, 它有独立的励磁磁场, 改变励磁或电枢电压均可进行控制。

(1) 电枢控制的直流电动机。图 2.2-3 表示磁场固定不变 (励磁电流  $I_f = \text{常数}$ ), 用电枢电压来控制的直流电动机。设电动机的控制输入为电枢电压  $u_a$ , 它的输出轴角位移 (用在位置随动系统时) 或角速度 (用在转速控制系统时) 为输出, 负载转矩  $M_L$  变化为主要扰动。现推导输入与输出关系的微分方程式。

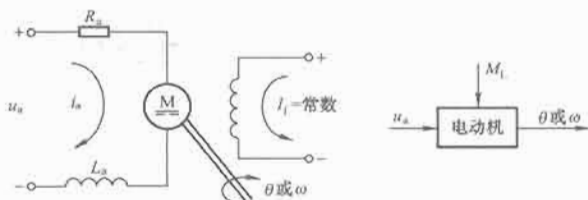


图 2.2-3 电枢控制的直流电动机

直流电动机是将直流电做功转化为机械功的一个装置, 其原理是电枢回路产生电枢电流与电机的励磁磁通相互作用产生电磁转矩  $M_d$  从而拖动负载运动, 同时电动机转动会产生一个反电势作用于电枢回路。在建立方程时, 做一些近似: 不计电枢反应、涡流效应和磁滞影响, 且电动机绕组温度在瞬变过程中不变, 这种假设在工程上是允许的。

在上述假设条件下, 有电枢回路方程



$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_a = u_a \quad (2.2-11)$$

式中:  $E_a$  为电动机产生的反电动势

$$E_a = K_e \omega \quad (2.2-12)$$

式中:  $K_e$  为反电动势系数。

电磁转矩  $M_d$  (也称电动机转矩) ( $N \cdot m$ ) 方程为

$$M_d = K_m i_a \quad (2.2-13)$$

式中:  $K_m$  为电动机转矩系数,  $N \cdot m/A$ 。根据刚体旋转定律, 可得运动方程式

$$J \frac{d\omega}{dt} + M_L = M_d \quad (2.2-14)$$

式中:  $J$  为转动部分转动惯量,  $kg \cdot m^2$ 。

式 (2.2-11) ~ 式 (2.2-14) 中,  $i_a$ 、 $E_a$ 、 $M_d$  为中间变量;  $M_L$  为负载输入;  $K_e$ 、 $K_m$  为常数;  $u_a$  为参考输入; 角速度  $\omega$  为系统输出; 消去中间变量后整理得

$$\frac{L_a J}{K_e K_m} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{R_a J}{K_e K_m} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{1}{K_e} u_a - \frac{R_a}{K_e K_m} M_L - \frac{L_a}{K_e K_m} \frac{dM_L}{dt} \quad (2.2-15)$$

令,  $T_m = \frac{R_a J}{K_e K_m}$ ,  $T_a = \frac{L_a}{R_a}$ , 则有

$$T_a T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{1}{K_e} u_a - \frac{T_m}{J} M_L - \frac{T_a T_m}{J} \frac{dM_L}{dt} \quad (2.2-16)$$

式中:  $T_m$  为机电时间常数, s;  $T_a$  为电动机电枢回路时间常数, 一般要比  $T_m$  小。

以上是输入为电枢电压  $u_a$ , 输出为角速度  $\omega$ , 负载转矩  $M_L$  为扰动输入的情况, 此时系统是一个二阶线性定常微分方程。若输出为电动机的转角, 则系统是一个三阶线性定常微分方程

$$T_a T_m \frac{d^3 \theta}{dt^3} + T_m \frac{d^2 \theta}{dt^2} + \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{K_e} u_a - \frac{T_m}{J} M_L - \frac{T_a T_m}{J} \frac{dM_L}{dt}$$

对于同一个系统而言, 系统的输入输出不一样, 所得的微分方程也是不一样的。

(2) 磁场控制的直流电动机。图 2.2-4 所示系统主要用于恒定功率负载或电枢电流能保持恒定的场合, 或者用在自动整定转速系统中。设电枢电流  $I_a = \text{常数}$ , 气隙磁通  $\Phi(t) = K_f i_f(t)$ , 其中  $K_f$  为常数, 即铁芯不饱和, 工作在非线性段。

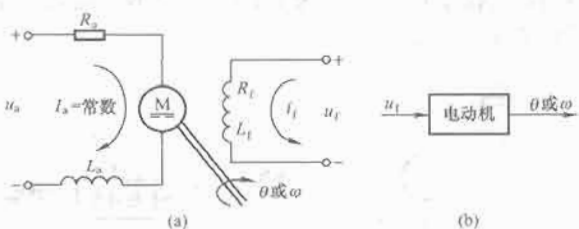


图 2.2-4 磁场控制的直流电动机  
(a) 线路原理图; (b) 结构图

建立输入输出关系方程的步骤如下:

1) 假设铁芯不饱和, 则励磁回路电感  $L_f$  为常值。其他简化与电枢控制时相同。

2) 励磁回路方程

$$u_f = R_f i_f + \frac{d\Psi}{dt} \quad (2.2-17)$$

式中:  $u_f$  为励磁电压, V;  $i_f$  为励磁电流, A;  $R_f$  为励磁回路

电阻,  $\Omega$ ;  $\Psi$  为励磁绕组磁链, Wb。

设电动机转矩  $M_d$  是用来克服系统的惯性和负载的阻尼摩擦的, 因此有

$$J \frac{d\omega}{dt} + B\omega = M_d \quad (2.2-18)$$

式中:  $J$  为转动部分转动惯量;  $B$  为阻尼摩擦系数。

3) 中间变量有  $M_d$ 。根据 (1) 中的简化和  $I_a = \text{常数}$  的假设

$$\varphi = K_f i_f \quad (2.2-19)$$

$$M_d = K_m \Phi = K_m K_f i_f = K_i i_f \quad (2.2-20)$$

式中:  $K_m$ 、 $K_f$  为常数,  $K_i = K_m K_f$ 。

4) 将式 (2.2-19) 和式 (2.2-20) 分别代入式 (2.2-17) 和式 (2.2-18), 消去中间变量, 最后可得磁场控制的直流电动机的方程为

$$\frac{L_f}{R_f} \frac{J}{B} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \left( \frac{L_f}{R_f} + \frac{J}{B} \right) \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{K_i}{R_f B} u_f \quad (2.2-21)$$

$$\text{或} \quad T_i T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + (T_i + T_m) \frac{d\omega}{dt} + \omega = K_d u_f \quad (2.2-22)$$

式中:  $T_i$  为励磁回路时间常数, s,  $T_i = L_f/R_f$ ;  $T_m$  为惯性和阻尼摩擦时间常数, s,  $T_m = J/B$ ;  $K_d$  为电动机传递系数,  $K_d = K_i/R_f B$ 。

由式 (2.2-21) 可知, 磁场控制的直流电动机方程式, 在假定条件下对  $\omega$  仍为二阶线性方程式。实际上,  $\varphi$  是  $i_f$  的非线性函数 (见图 2.2-5), 由式 (2.2-17)、式 (2.2-18) 和式 (2.2-19) 得到的电动机方程, 将是很复杂的非线性方程式, 求解就相当困难。

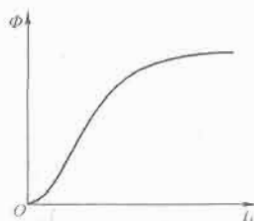


图 2.2-5 励磁绕组的  $\Phi(i_f)$  曲线

但若研究的是电动机在某一工作点附近的动态性能, 应用 2.2 中介绍的线性化方法得到的线性化方程, 就可充分地代替非线性方程, 因而也可以用线性理论来进行分析。

#### 2.1.4 电动机转速控制系统

图 2.2-6 所示为带速度反馈的电动机转速控制系统。此时系统输入为  $u_r$ , 而不是  $u_a$ , 输出为角速度  $\omega$ ; 系统引入了测速发电机, 对速度进行测量, 并将测量的速度通过电压  $u_f$  反馈到系统的输入端。系统由比较器、放大器、直流电动机等环节组成, 因此在求取系统的微分方程时, 应该先建立各环节的运动方程, 然后再消去中间变量, 即可得到系统的微分方程。

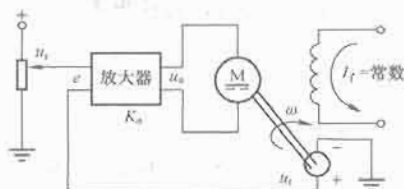


图 2.2-6 带速度反馈的电动机转速控制系统  
电动机方程前面已推导, 为

$$T_a T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{1}{K_e} u_a - \frac{T_m}{J} M_L - \frac{T_a T_m}{J} \frac{dM_L}{dt} \quad (2.2-23)$$

设放大器没有惯性, 输出与输入成正比, 即

$$u_a = K_a e \quad (2.2-24)$$

测速发电机输出为  $u_i$ , 输入为  $\omega$ , 故有

$$u_i = K_i \omega \quad (2.2-25)$$

式中:  $K_i$  为测速反馈系数。

$e$  是参考输入  $u_r$  和反馈电压  $u_i$  之差, 即

$$e = u_r - u_i \quad (2.2-26)$$

消去中间变量。从式 (2.2-23)、式 (2.2-24)、式 (2.2-25) 和式 (2.2-26) 中消去中间变量  $u_a$ 、 $e$ 、 $u_i$ , 最后得到系统的微分方程

$$\begin{aligned} T_a T_m \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_m \frac{d\omega}{dt} + (1 + K) \omega \\ = \frac{K_a}{K_e} u_r - \frac{T_m}{J} M_L - \frac{T_a T_m}{J} \frac{dM_L}{dt} \end{aligned} \quad (2.2-27)$$

式中:  $K$  为各元件传递系数的乘积,  $K = K_a K_i / K_e$ 。

若把所建立的系统微分方程与式 (2.2-23) 比较, 可以看出, 假如  $K$  足够大, 由于应用了反馈, 扰动  $M_L$  对转速的影响大大降低为原来的  $1/(1+K)$ , 所以控制精度提高了。

### 2.1.5 流体过程

图 2.2-7 所示的流量控制系统中, 流入流量为  $Q_i$ , 流出流量为  $Q_o$ , 它们受相应的阀门控制。设该系统的输入量为  $Q_i$ , 输出量为液面高度  $H$ , 则它们之间的微分方程可列写如下:

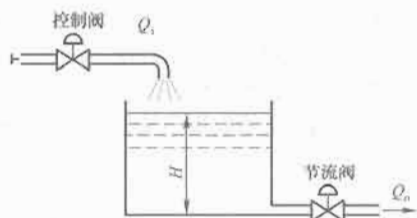


图 2.2-7 流量控制系统

(1) 设流体是不可压缩的, 根据物质守恒定律, 可得

$$S dH = (Q_i - Q_o) dt \quad (2.2-28)$$

或

$$\frac{dH}{dt} = \frac{Q_i - Q_o}{S}$$

式中:  $S$  为液罐截面积,  $m^2$ ;  $H$  为液面高度,  $m$ ;  $Q_i$ 、 $Q_o$  为流入、流出流量,  $m^3/s$ 。

(2) 求出中间变量  $Q_o$  与其他变量的关系。由于通过节流阀的流体是紊流, 按流量公式可得

$$Q_o = \alpha \sqrt{H} \quad (2.2-29)$$

式中:  $\alpha$  为节流阀的流量系数, 当液体变化不大时, 可近似认为只与节流阀的开度有关, 现在设节流阀开度保持一定, 则  $\alpha$  为常数。

(3) 消去中间变量  $Q_o$ , 就得输入输出关系式

$$\frac{dH}{dt} + \frac{\alpha}{S} \sqrt{H} = \frac{1}{S} Q_i \quad (2.2-30)$$

它是一阶非线性微分方程。

以上阐明了如何建立一个系统微分方程的过程。对于

任何线性定常系统, 设输出为  $c$ , 输入为  $r$ , 则系统方程式的一般形式如下:

$$\begin{aligned} a_n \frac{d^n c}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} c}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{dc}{dt} + a_0 c \\ = b_m \frac{d^m r}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} r}{dt^{m-1}} + \cdots + b_1 \frac{dr}{dt} + b_0 r \end{aligned} \quad (2.2-31)$$

式中:  $a_i (i = 0, 1, \cdots, n)$ 、 $b_i (i = 0, 1, \cdots, m)$  为常数, 对于实际系统来说,  $n \geq m$ 。

## 2.2 非线性方程的线性化

严格地说, 几乎所有元件或系统的运动方程都是非线性方程。也就是说, 输入、输出、扰动这些变量间的关系都是非线性的。但是对于许多元件或系统, 以及更多的元件或系统在比较小的范围运动来说, 如果把这些关系看作是线性关系, 是不会产生很大误差的。而且方程式一经线性化, 由于可以应用叠加原理等原因, 就使得研究问题时非常方便。所以我们常常用线性化方法来简化某些非线性系统。

对于某些非线性系统, 若研究的是系统在某一工作点 (平衡点) 附近的性能, 或者说, 研究的是系统变量在平衡点附近的动态过程, 可以应用“小偏差理论或小信号理论”, 用线性模型代替非线性模型来描述系统, 而实际系统就可按线性系统对待。应用线性化数学模型代替原来的非线性模型, 这一过程就是线性化过程。

例如上节介绍的磁场控制的直流电动机。假定电枢电压  $u_a$  为常值, 输出为  $\omega$ , 控制输入为  $u_i$ 。如果考虑  $i$  与  $\Phi$  之间的非线性关系, 其数学模型是相当复杂的非线性微分方程。假如现在研究的是它的小偏差过程, 例如控制输入  $u_i$  改变一个微量  $\Delta u_i$  引起的变化过程。那么描述这个过程的偏微分方程式, 经过适当处理, 将是线性方程式, 这对分析研究提供了很大的方便。求电动机输出输入偏差量微分方程的步骤如下:

(1) 根据物理或化学定律列出原始方程式。对励磁回路有

$$R i_f + \frac{d\varphi}{dt} = u_i \quad (2.2-32)$$

(2) 找出中间变量  $\varphi$  与其他变量的关系, 同时线性化。由于  $\Psi$  是  $i_f$  的非线性函数, 所以式 (2.2-32) 是非线性方程。对于小偏差过程, 可用以下的线性化方法。

设在平衡点的邻域内,  $\varphi$  对  $i_f$  的各阶导数 (直至  $n+1$ ) 是存在的, 它可展成泰勒级数

$$\begin{aligned} \varphi = \varphi_0 + \left( \frac{d\varphi}{di_f} \right)_0 \Delta i_f + \frac{1}{2!} \left( \frac{d^2\varphi}{di_f^2} \right)_0 (\Delta i_f)^2 + \\ \cdots + \frac{1}{n!} \left( \frac{d^n\varphi}{di_f^n} \right)_0 (\Delta i_f)^n + R_{n+1} \end{aligned} \quad (2.2-33)$$

$$\Delta i_f = i_f - i_{f0} \quad (2.2-34)$$

式中:  $R_{n+1}$  为余项;  $\varphi_0$  和  $i_{f0}$  为平衡点的磁链和励磁电流;  $\left( \frac{d\varphi}{di_f} \right)_0$ 、 $\left( \frac{d^2\varphi}{di_f^2} \right)_0$ 、 $\cdots$  为平衡点处的各阶导数;  $\Delta i_f$  为励磁电流的偏差量。

由于  $\Delta u_i$  很小, 因此  $\Delta i_f$  也很小, 微量的高次项就更小, 故式 (2.2-33) 右端第三项及其以后的各项均可忽略不

计,可写为

$$\varphi = \varphi_0 + \left( \frac{d\varphi}{di_f} \right)_0 \Delta i_f \quad (2.2-35)$$

式中,  $(d\varphi/di_f)_0$  可由如图 2.2-8 所示的工作曲线求得。

$$\left( \frac{d\varphi}{di_f} \right)_0 = \tan \alpha = L'_f \quad (2.2-36)$$

$L'_f$  称为动态电感,它为常值,但在不同平衡点,它有不同的值。因此式(2.2-35)可写为

$$\varphi = \varphi_0 + L'_f \Delta i_f \quad (2.2-37)$$

或

$$\Delta \varphi = \varphi - \varphi_0 = L'_f \Delta i_f$$

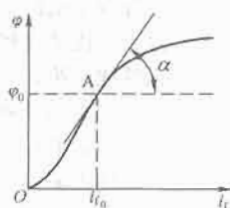


图 2.2-8 工作曲线

上式说明在平衡点附近,经过线性化处理(忽略增量的高次项)后,励磁回路增量间具有线性关系了。偏差越小,这个关系就越准确。

(3) 求以增量表示的微分方程式,即线性化方程。

将  $u_f = u_{f0} + \Delta u_f$ ,  $\varphi = \varphi_0 + L'_f \Delta i_f$ ,  $i_f = i_{f0} + \Delta i_f$  代入式(2.2-32),得

$$R_f(i_{f0} + \Delta i_f) + \frac{d}{dt}(\varphi_0 + L'_f \Delta i_f) = u_{f0} + \Delta u_f \quad (2.2-38)$$

在平衡点,式(2.2-38)成为

$$R_f i_{f0} + \frac{d\varphi_0}{dt} = u_{f0} \quad (2.2-39)$$

式(2.2-38)与式(2.2-39)相减,就得励磁回路增量的微分方程

$$R_f \Delta i_f + L'_f \frac{d\Delta i_f}{dt} = \Delta u_f \quad (2.2-40)$$

它是关于增量的线性方程式,只是  $L'_f$  的值随工作点不同而不同。式(2.2-39)通常可直接对式(2.2-32)两边取增量求得。

若令  $L'_f/R_f = T'_f$ , 它为励磁回路动态时间常数(s),则有

$$T'_f \frac{d\Delta i_f}{dt} + \Delta i_f = \frac{1}{R_f} \Delta u_f \quad (2.2-41)$$

式(2.2-41)表明,由于考虑各变量的增量为微量,就把原来非线性数学模型转化成以增量表示的常系数线性数学模型了。在线性化过程中,由于只考虑泰勒级数中的一次增量,故式(2.2-42)又称为一次线性化方程。当然,在有些场合,非线性并不严重,增量可以很大,这时线性化模型更接近线性模型,甚至只是变量形式不同而已(即后者以偏量为变量)。

要建立整个系统的线性化微分方程式,首先要确定系统处于平衡状态时,各元件的工作点;然后列出各元件在工作

点附近的增量方程式,消去中间变量;最后得到整个系统以增量表示的线性化方程。假如有些元件方程本来就是线性方程,为了使变量统一,可对线性方程两端直接取增量,即得到用增量表示的方程式。

“小信号理论”或“小偏差理论”应用的前提条件是:控制系统有一个额定工作状态,称为预定工作点,输出偏离预定工作点的偏差量很小。在这个前提条件下,就可以将非线性函数在预定工作点邻域内进行泰勒展开,并忽略二阶以上的展开项。

若非线性函数为  $z = f(x, y)$ , 其中  $(x_0, y_0)$  处为预定工作点,那么在预定工作点邻域内进行泰勒展开得

$$z = f(x, y) = f(x_0, y_0) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_0, y=y_0} (x - x_0) + \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{x=x_0, y=y_0} (y - y_0) + \dots \quad (2.2-42)$$

忽略上式中  $\Delta x$ 、 $\Delta y$  的二次幂以上的展开项,有

$$\Delta z = f(x, y) - f(x_0, y_0) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_0, y=y_0} \Delta x + \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{x=x_0, y=y_0} \Delta y \quad (2.2-43)$$

式中:  $\left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_0, y=y_0}$  和  $\left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_{x=x_0, y=y_0}$  为常数,如果  $z$  为输出,  $x$ 、 $y$  为

输入,那么输出和输入的增量关系就是线性关系。

但应注意一个问题,非线性函数进行泰勒展开必须在工作点处可微或可导。有一些元件的非线性特性,如图 2.2-9(a) 所示的继电器特性,不满足展开成泰勒级数的条件。对于此类非线性特性不能应用“小偏差”线性化的概念进行线性化。这类非线性特性叫做本质非线性。图 2.2-9(b) 由于在坐标原点处的一阶导数不连续,所以研究在原点附近偏差信号的动态过程时同样不能应用小偏差线性化的概念。

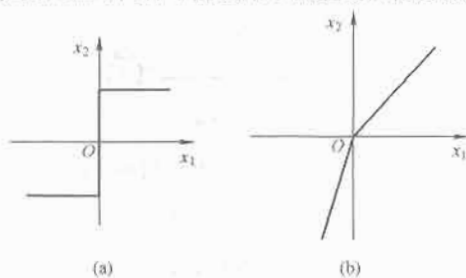


图 2.2-9 本质非线性特性

### 3 控制系统的传递函数

控制系统的微分方程,是在时域描述系统动态性能的数学模型。在给定外作用及初始条件下,求解微分方程可以得到系统的输出响应。这种方法比较直观,特别是借助于计算机,可以迅速而准确地求得结果。但是,当系统的结构或者参数发生变化时,需要重新列写并求解微分方程,因此不便对系统进行分析与设计。

对线性常微分方程进行拉氏变换,可以得到系统在复数域的数学模型,这种在复数域的数学模型称为传递函数。传递函数不仅可以表征系统的动态特性,而且可以用来研究系统的结构或参数变化对系统性能的影响。在经典控制理论中,广泛应用的频率法和根轨迹法,就是在传递函数基础上建立起来的。因此,传递函数是经典控制理论中最基本也是最重要的概念。

### 3.1 传递函数的概念及性质

研究图 2.2-10 所示电路中电容的端电压  $u_c(t)$ 。根据基尔霍夫定律, 可列写如下微分方程:

$$i(t)R + u_c(t) = u_r(t) \quad (2.2-44)$$

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (2.2-45)$$

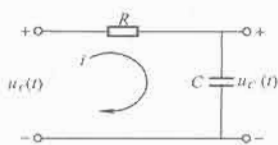


图 2.2-10 RC 电路

消去中间变量  $i(t)$ , 可得输入  $u_r(t)$  与输出  $u_c(t)$  之间的线性定常微分方程

$$RC \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = u_r(t) \quad (2.2-46)$$

现在对上述微分方程两端进行拉氏变换, 并考虑电容上的初始电压  $u_c(0)$ , 得

$$RCsU_C(s) - RCu_c(0) + U_C(s) = U_r(s) \quad (2.2-47)$$

式中:  $U_C(s)$  为输出电压  $u_c(t)$  的拉氏变换;  $U_r(s)$  为输入电压  $u_r(t)$  的拉氏变换。

由式(2.2-47)求出  $U_C(s)$  的表达式为

$$U_C(s) = \frac{1}{RCs+1} U_r(s) + \frac{RC}{RCs+1} u_c(0) \quad (2.2-48)$$

当输入为阶跃电压  $u_r(t) = u_0 \cdot 1(t)$  时, 对  $U_C(s)$  求拉氏反变换, 即得  $u_c(t)$  的变化规律

$$u_c(t) = u_0(1 - e^{-\frac{t}{RC}}) + u_c(0)e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.2-49)$$

式中, 第一项称为零状态响应, 它是由  $u_r(t)$  决定的分量; 第二项称为零输入响应, 它是由初始电压  $u_c(0)$  决定的分量。在式(2.2-49)中, 如果把初始电压  $u_c(0)$  也视为一个输入作用, 则根据线性系统的叠加原理, 可以分别研究在输入电压  $u_r(t)$  和初始电压  $u_c(0)$  作用时, 电路的输出响应。若  $u_c(0)=0$ , 则有

$$U_C(s) = \frac{1}{RCs+1} U_r(s) \quad (2.2-50)$$

上式表明, 当输入电压  $u_r(t)$  一定时, 电路输出响应的拉氏变换  $U_C(s)$  完全由  $1/(RCs+1)$  所确定, 式(2.2-50)亦可写为

$$\frac{U_C(s)}{U_r(s)} = \frac{1}{RCs+1} \quad (2.2-51)$$

由上式看出, 当初始电压为零时, 无论输入电压  $u_r(t)$  是什么形式, 电路输出响应的象函数与输入电压的象函数之比, 是一个只与电路结构及参数有关的函数。因此, 可以用式(2.2-51)来表征电路本身的特性, 称其为传递函数, 记为

$$G(s) = \frac{1}{Ts+1} \quad (2.2-52)$$

式中:  $T=RC$ 。显然, 传递函数  $G(s)$  确立了电路输入电压与输出电压之间的关系。

由 RC 电路得到的传递函数的概念, 可以推广到一般的元件或系统。现在对传递函数做如下定义:

线性(或线性化)定常系统在零初始条件下, 输出量的拉氏变换与输入量的拉氏变换之比称为传递函数。

若线性定常系统由下述  $n$  阶微分方程描述:

$$\begin{aligned} & a_n \frac{d^n c(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} c(t)}{dt^{n-1}} + \cdots + a_1 \frac{dc(t)}{dt} + a_0 c(t) \\ &= b_m \frac{d^m r(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} r(t)}{dt^{m-1}} + \cdots + b_1 \frac{dr(t)}{dt} + b_0 r(t) \end{aligned} \quad (2.2-53)$$

式中:  $c(t)$  是系统输出量;  $r(t)$  是系统输入量;  $a_0, a_1, \dots, a_n, b_0, b_1, \dots, b_m$  是与系统结构参数有关的常数。

令  $C(s)=L[c(t)]$ ,  $R(s)=L[r(t)]$ , 在初始条件为零时, 对式(2.2-53)进行拉氏变换, 可得到  $s$  的代数方程

$$\begin{aligned} & (a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0) C(s) = \\ & (b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0) R(s) \end{aligned}$$

根据传递函数的定义, 由式(2.2-53)描述的线性定常系统的传递函数

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} = \frac{M(s)}{D(s)} \quad (2.2-54)$$

式中:  $M(s)$  为传递函数的分子多项式,  $M(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0$ ;  $D(s)$  为传递函数的分母多项式,  $D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0$ 。

传递函数是在初始条件为零(或称为零初始条件)时定义的。控制系统的零初始条件有两方面的含义: 一是指输入作用是在  $t=0$  以后才作用于系统的, 因此系统输入量及其各阶导数在  $t=0$  时的值均为零; 二是指系统在输入作用加入前是相对静止的, 因此系统输出量及其各阶导数在  $t=0$  时的值也为零。现实的控制系统多属此类情况, 这时传递函数可以完全表征系统的动态性能。

例如, 图 2.2-11 所示 R-L-C 电路的微分方程为

$$T_1 T_2 \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + T_2 \frac{du_c(t)}{dt} + u_c(t) = u_r(t) \quad (2.2-55)$$

式中:  $T_1, T_2$  为两个时间常数,  $T_1=L/R$ ,  $T_2=RC$ 。

对上式两端, 求拉氏变换, 并令初始条件为零, 得

$$(T_1 T_2 s^2 + T_2 s + 1) U_C(s) = U_r(s) \quad (2.2-56)$$

式中:  $U_C(s) = L[u_c(t)]$ ;  $U_r(s) = L[u_r(t)]$ 。

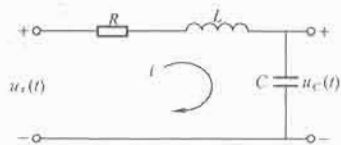


图 2.2-11 R-L-C 电路

根据传递函数的定义, 网络的传递函数  $G(s)$  为

$$G(s) = \frac{U_C(s)}{U_r(s)} = \frac{1}{T_1 T_2 s^2 + T_2 s + 1} \quad (2.2-57)$$

从线性定常系统传递函数的定义式(2.2-54)可知, 传递函数具有以下性质。

(1) 传递函数是复变量  $s$  的有理真分式函数, 分子的阶数  $m$  一般低于或等于分母的阶数  $n$ , 且所有系数均为实数。  $m \leq n$ , 这是因为物理系统必然具有惯性, 而且能源又是有限的; 各系数均为实数, 是因为它们都是系统元件参数的函

数,而元件的参数只能是实数。

(2) 传递函数只取决于系统和元件的结构和参数,与外作用及初始条件无关。

(3) 一定的传递函数有一定的零、极点分布图与之对应,因此传递函数的零、极点分布图也表征了系统的动态性能。将式(2.2-54)中分子多项式及分母多项式因式分解后,写为如下形式

$$G(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = k \frac{(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_n)} \quad (2.2-58)$$

式中:  $k$  为常数,  $-z_1, \dots, -z_m$  为传递函数分子多项式方程的  $m$  个根,称为传递函数的零点;  $-p_1, \dots, -p_n$  为分母多项式方程的  $n$  个根,称为传递函数的极点。显然,零、极点的数值完全取决于诸系数  $b_0, \dots, b_m$  及  $a_0, \dots, a_n$ ,亦即取决于系统的结构参数。一般  $z_i, p_i$  可为实数,也可为复数,若为复数,必为共轭成对出现。将零、极点标在复平面上,则得传递函数的零极点分布图,如图 2.2-12 所示。图中零点用“o”表示,极点用“×”表示。

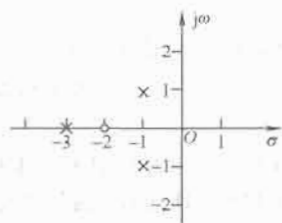


图 2.2-12  $G(s) = \frac{s+2}{(s+3)(s^2+2s+2)}$   
零极点分布图

(4) 若取式(2.2-54)中  $s=0$ , 则

$$G(0) = \frac{b_0}{a_0}$$

常称为传递系数(或静态放大系数)。从微分方程式(2.2-53)看,  $s=0$  相当于所有导数项为零,方程蜕变为静态方程

$$a_0 c = b_0 r \text{ 或 } c = \frac{b_0}{a_0} r$$

式中:  $b_0/a_0$  为输出输入时的静态比值。

(5) 一个传递函数只能表示一个输入对一个输出的函数关系,至于信号传递通路中的中间变量,传递函数无法全面反映。如果是多输入多输出系统,也不能用一个传递函数来表征该系统各变量间的关系,而要用传递函数阵来表示。

## 3.2 典型环节的开环传递函数

控制系统是由若干元件有机组合而成的。从结构上及作用原理上来看,有各种各样的不同元件,但从动态性能或数学模型来看,却可分成为数不多的基本环节,也就是典型环节。不管元件是机械式、电气式或液压式等,只要它们的数学模型一样,它们就是同一种环节。这样划分,为系统的分析和研究带来很多方便,对理解和掌握各种元件对系统动态性能的影响也很有帮助。

以下列举几种典型环节及其传递函数。这些环节是构成系统的基本环节,有时简单的系统也可以用它们来描述,它们的阶数最高不超过 2。

### 3.2.1 比例环节

比例环节的传递函数为

$$G(s) = K \quad (2.2-59)$$

这表明,输出信号与输入信号成比例关系,既无滞后也无失真。具有比例特性的环节有无弹性变形的杠杆、不计非线性及惯性的运算放大器、测速发电机(输入为转速、输出为电压)等。

图 2.2-13 所示为一电位器,它的输入电压经分压后作为输出电压,所以在不考虑负载效应时,电位器可以看成比例环节。

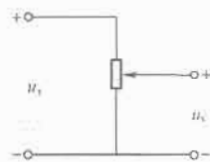


图 2.2-13 比例环节

### 3.2.2 惯性环节

惯性环节的传递函数具有如下形式

$$G(s) = \frac{K}{Ts+1} \quad (2.2-60)$$

式中:  $K$  为环节的比例系数;  $T$  为环节的时间常数。

当输入信号为单位阶跃函数时,输出信号是按指数上升的曲线,具有惯性,如图 2.2-14 所示。 $RC$  回路、 $RL$  回路都可看作惯性环节。

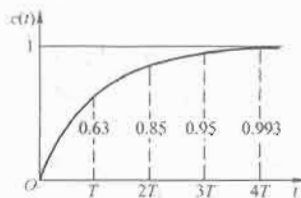


图 2.2-14 惯性环节阶跃响应

### 3.2.3 积分环节

它的传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{Ts} \quad (2.2-61)$$

当积分环节的输入信号为单位阶跃函数时,则输出为  $t/T$ ,它随着时间直线增长,如图 2.2-15 所示。直线的增长速度由  $1/T$  决定,即  $T$  越小,上升越快。 $T$  称为积分时间常数。当输入突然除去,积分停止时,输出维持不变,故有记忆功能。对于理想的积分环节,只要有输入信号存在,不管多大,输出总要不间断上升,直至无限(当然,对于实际元件,由于能量有限、饱和限制等,是不可能到达无限的)。

比较图 2.2-14 和图 2.2-15 可知,当惯性环节的时间常数很大,在起始以后很长一段时间内,输出响应曲线近似为直线,所以这时惯性环节的作用就近似一个积分环节。

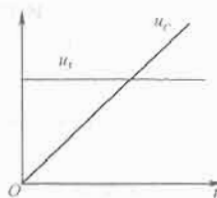


图 2.2-15 积分环节阶跃响应

### 3.2.4 微分环节

理想微分环节的传递函数为



$$G(s) = Ts \quad (2.2-62)$$

理想微分环节的输出量与输入量的一阶导数成正比。假如输入是单位阶跃函数  $1(t)$ , 则理想微分环节的输出为  $c(t) = T\delta(t)$ , 是个脉冲函数。由于微分环节能预示输入信号的变化趋势, 所以常用来改善控制系统的动态性能。

理想微分环节的实例如图 2.2-16(a)、(b)所示。其中, 图(a)为测速发电机, 当其输入为转角  $\theta$ , 输出为电枢电压时, 则有  $u = K_f \frac{d\theta}{dt}$ 。图(b)为微分运算放大器, 它是近似的理想微分环节(实际上, 运算放大器做微分运算时, 常接成隐式电路)。

在实际系统中, 微分环节常带有惯性, 它的传递函数为

$$G(s) = \frac{T_1 s}{T_2 s + 1}$$

它由理想微分环节和惯性环节组成, 如图 2.2-16(c)、(d)所示。只有在低频时, 它们才近似为理想微分环节。

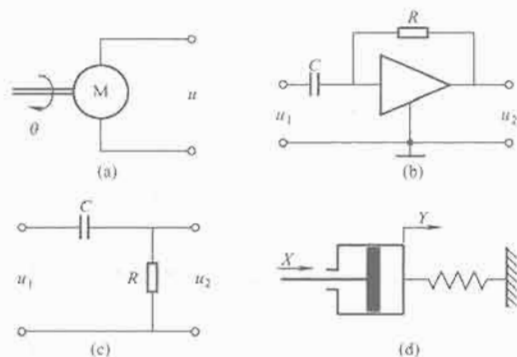


图 2.2-16 微分环节

### 3.2.5 振荡环节

振荡环节的传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{T^2 s^2 + 2T\zeta s + 1} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2} \quad (2.2-63)$$

式中:  $\omega_n$  为无阻尼自然振荡频率,  $\omega_n = 1/T$ ;  $\zeta$  为阻尼比,  $0 < \zeta < 1$ 。

该环节包含两个储能元件, 在输入信号作用时, 两个储能元件进行能量交换。该环节在阶跃函数作用下的响应曲线如图 2.2-17 所示。

振荡环节实际上是一个二阶系统, 在第 3 章中, 将对其性能进行详细分析。本章第 2 节中的机械位移系统、R-L-C 电路、只考虑电枢电压控制作用的直流电动机(输出为转速)等, 从传递函数的特性讲都是振荡环节。

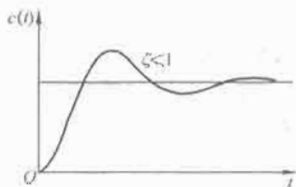


图 2.2-17 振荡环节阶跃响应曲线

### 3.2.6 延迟环节

加入输入信号后, 输出端要隔一定的时间  $\tau$  后才复现输入信号, 具有这种特性的环节为延迟环节, 如图 2.2-18 所示,  $\tau$  叫做延迟时间。

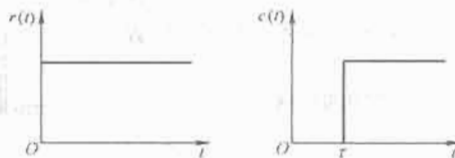


图 2.2-18 延迟环节输入输出曲线

下面推导延迟环节的传递函数

$$c(t) = r(t - \tau)$$

其拉氏变换为

$$C(s) = \int_0^{\infty} r(t - \tau)e^{-st} dt = \int_0^{\infty} r(\xi)e^{-s(\xi + \tau)} d\xi = e^{-s\tau} R(s)$$

式中:  $\xi = t - \tau$ , 所以延迟环节的传递函数为

$$G(s) = e^{-s\tau} \quad (2.2-64)$$

系统中具有延迟环节, 对系统的稳定性不利, 延迟时间越长, 影响越大。

## 3.3 控制系统的结构图

在求取系统的传递函数时, 需要将微分方程组或经拉氏变换后的代数方程组中的中间变量消去, 只留下输入与输出两个变量。消去中间变量的过程通常比较麻烦, 且信号在系统内部的传递过程得不到反映。为了表明构成系统的每一个元件在系统中的功能, 在控制工程中常常用结构图来表示系统的构成。采用结构图, 不仅便于求取系统的传递函数, 还能形象直观地表明输入信号以及各中间变量在系统中的传递过程。因此, 结构图作为一种数学模型的图形表示, 在控制理论中得到了广泛应用。

### 3.3.1 结构图的组成

结构图由方框、带箭头的信号线、综合点和引出点组成。

(1) 方框: 在结构图中, 用方框代表元件的功能, 通常将该元件的传递函数填入其中; 这是表明一种运算, 并且有方向性, 表明将输入端的信号通过该方框变成输出信号。如图 2.2-19 所示。

(2) 信号线: 带箭头的线段代表信号的流向, 指向方框的箭头表示输入, 从方框出来的箭头表示输出, 如图 2.2-19 中的  $X(s)$ 、 $Y(s)$ 。



图 2.2-19 结构图单元

在结构图中, 每一个元件都有一个方框, 然后根据信号的流向将各个元件的方框连接起来, 就能很容易地组成整个系统的结构图。

系统组成中, 存在信号的比较(如比较器)和信号的引出(如信号反馈)等。一个完整的结构图中还需要有代表信号求和的综合点和信号引出的分支点。

(3) 综合点(相加点): 表示对两个以上信号进行加减运算, 如图 2.2-20(a)所示。

注意: 进行相加或相减的量应具有相同的量纲。

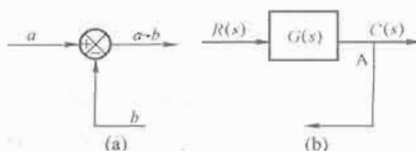


图 2.2-20 综合点和分支点

(4) 分支点(引出点): 表示信号测量位置或同一信号可同时传递到不同的位置; 如图 2.2-20(b)中的 A 点。

### 3.3.2 绘制结构图的步骤

(1) 建立控制系统各元部件的微分方程, 在建立微分方程时, 应确定输入量、输出量, 同时应考虑相邻元件之间是否存在负载效应。

(2) 对各元件的微分方程进行拉氏变换, 并作出各元件的方框图。

(3) 置系统的输入变量于左端, 输出变量于右端, 按系统中各变量的传递顺序, 依次将各元件的结构图连接起来, 便得到系统的结构图。

以 RC 网络为例说明结构图的一般特点。如图 2.2-21 所示的 RC 网络的微分方程式为

$$u_r = Ri + \frac{1}{C} \int i dt$$

$$u_c = \frac{1}{C} \int i dt$$

也可写为

$$u_r - u_c = Ri \quad (2.2-65)$$

$$u_c = \frac{1}{C} \int i dt \quad (2.2-66)$$

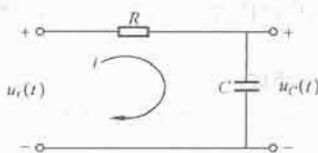


图 2.2-21 RC 网络

对上面两式进行拉氏变换, 得

$$U_r(s) - U_c(s) = RI(s) \quad (2.2-67)$$

$$U_c(s) = \frac{1}{Cs} I(s) \quad (2.2-68)$$

将式(2.2-67)表示成

$$\frac{1}{R} [U_r(s) - U_c(s)] = I(s)$$

将以上各环节间的传递关系用方框表示, 并按照从输入到输出, 从左至右的方向将各方框连接起来, 得到系统的结构图如图 2.2-22 所示。

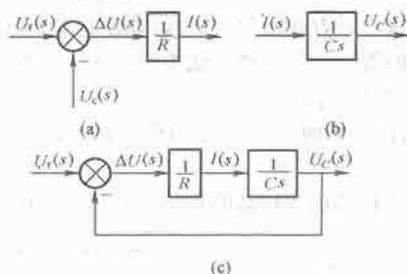


图 2.2-22 RC 网络的结构图

位置随动系统如图 2.2-23 所示, 其各部分微分方程经拉氏变换后的关系式如下:

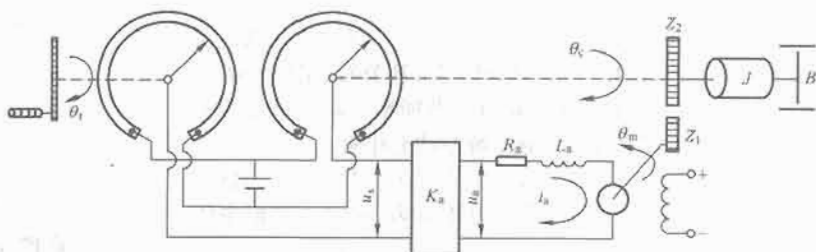


图 2.2-23 位置随动系统原理图

$$\theta_e(s) = \theta_r(s) - \theta_c(s) \quad (2.2-69a)$$

$$U_s(s) = K_s \theta_e(s) \quad (2.2-69b)$$

$$U_a(s) = K_a U_s(s) \quad (2.2-69c)$$

$$I_a(s) = \frac{U_a(s) - E_b(s)}{L_a s + R_a} \quad (2.2-69d)$$

$$M_d(s) = K_m I_a(s) \quad (2.2-69e)$$

$$\theta_m(s) = \frac{M_d(s) - M_l(s)}{Js^2 + Bs} \quad (2.2-69f)$$

$$E_b(s) = K_e s \theta_m(s) \quad (2.2-69g)$$

$$\theta_c(s) = \frac{1}{i} \theta_m(s) \quad (2.2-69h)$$

作出每个子方程的结构图单元, 如图 2.2-24(a)~(h)所示。将各子方框连接起来得到系统的结构图如图 2.2-25 所示。

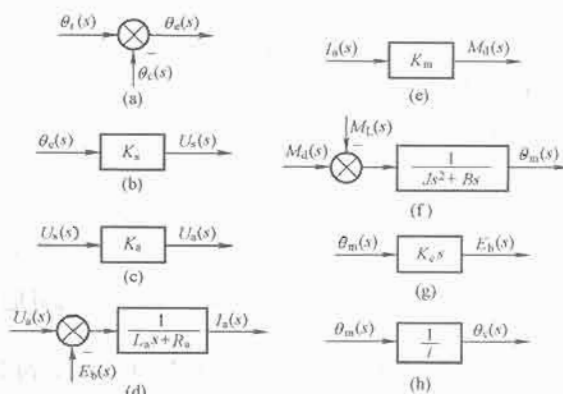


图 2.2-24 子方程结构图

图 2.2-26(a)所示为无源网络的结构图。对于较简单的多级无源网络以及一些运算电路, 往往可以运用电压、电流、电阻和复阻抗之间所遵循的定律, 不经过列写微分方程及拉氏变换而直接建立结构图。

图 2.2-26 中,  $u_r$  为网络输入,  $u_c$  为网络输出。  $u_r - u_c$  为  $R_1$  与  $C$  并联支路的端电压, 流经  $R_1$  与  $C$  的电流  $i_1$  与  $i_2$  相加为  $i$ , 而  $iR_2 = u_c$ 。根据这些关系, 可立即绘出如图 2.2-26(b)所示的网络结构图。

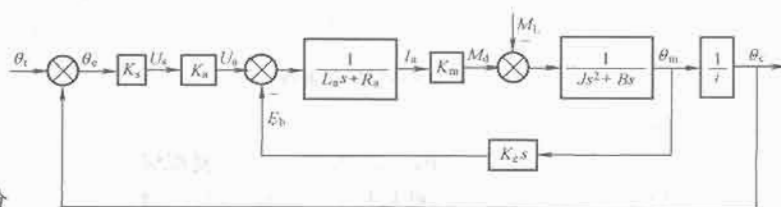


图 2.2-25 随动系统结构图

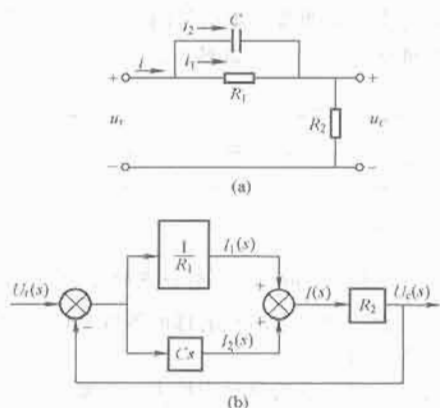


图 2.2-26 无源网络结构图  
(a)网络图; (b)网络的结构图

值得指出的是,一个系统或者一个元件,其结构图不是唯一的,可以绘出不同的形式。但它们表示的系统的运动规律是一样的,经过变换求得的总传递函数都应该是完全相同的。上例所示网络的结构图还可用图 2.2-27 表示。

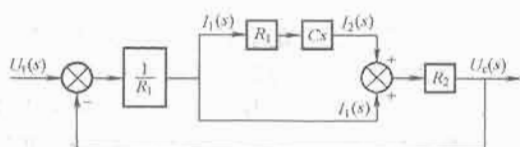


图 2.2-27 图 2.2-26 网络结构图的另一种形式

结构图实际上是数学模型的图解化,在分析系统的动态特性时,有助于了解信号传递过程中各部分的本质联系,也有助于了解元件参数对系统动态性能的影响。结构图和微分方程、传递函数一样,也是系统的一种数学模型。

### 3.3.3 结构图的化简

根据各元件和信号传递的顺序画出结构图后,通过化简结构图,可求取系统的传递函数。框图的连接虽然错综复杂,但框图的基本连接方式为串联、并联和反馈三种方式。

#### (1) 结构图的基本连接形式及化简。

1) 串联连接。方框与方框首尾相连。前一个方框的输出,作为后一个方框的输入。其方框图如图 2.2-28 所示。由图 2.2-28(a)得

$$U(s) = G_1(s)R(s)$$

$$C(s) = G_2(s)U(s)$$

消去中间变量  $U(s)$  可得

$$C(s) = G_1(s)G_2(s)R(s) = G(s)R(s)$$

所以等效框图的传递函数为

$$G(s) = G_1(s)G_2(s)$$

两个传递函数串联的等效传递函数,等于该两个传递函数的乘积,其等效框图如图 2.2-28(b)所示。这个结论可推广到  $n$  个环节串联连接的情况,如图 2.2-29 所示。

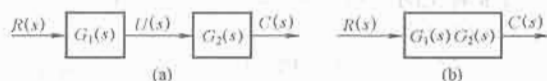


图 2.2-28 框图串联连接及其简化

应当注意的是,当各环节相串联时,两个元件之间一定不能有负载效应,才能采用以上串联等效化简,如果元件之间存在负载效应,就只能将两个元件合起来作一个元件

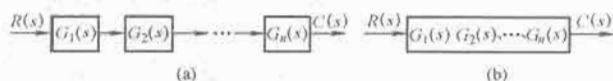


图 2.2-29  $n$  个环节串联化简

处理。

2) 并联连接。两个框图,具有同一个输入,而以各方块输出的代数和作为总输出。则称这两个框图为并联连接。如图 2.2-30(a)所示。由图 2.2-30(a)可知

$$C_1(s) = G_1(s)R(s)$$

$$C_2(s) = G_2(s)R(s)$$

$$C(s) = C_1(s) \pm C_2(s) = [G_1(s) \pm G_2(s)]R(s)$$

所以并联框图的等效框图的传递函数为

$$G(s) = G_1(s) \pm G_2(s)$$

两个传递函数并联的等效传递函数,等于这两个传递函数的代数和,其等效框图如图 2.2-30(b)所示。

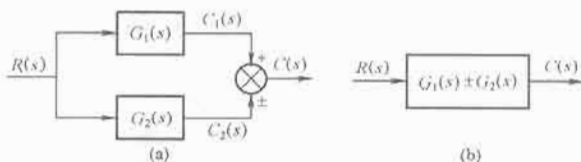


图 2.2-30  $n$  个环节并联化简

这个结论可推广到  $n$  个环节并联连接的情况,如图 2.2-31 所示。

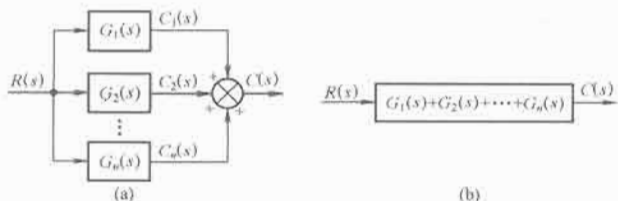


图 2.2-31  $n$  个环节并联化简

3) 反馈连接。一个方框的输出,输入到另一个方框,得到的输出再返回作用于前一个方框的输入端。则称这两个框图为反馈连接。如图 2.2-32(a)所示。由图 2.2-32(a)可知

$$C(s) = G(s)E(s)$$

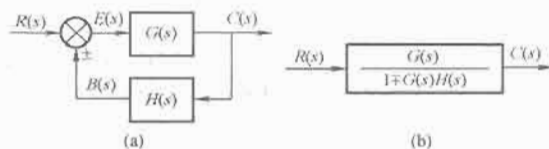


图 2.2-32 反馈连接及其简化

$$B(s) = H(s)C(s), E(s) = R(s) \pm B(s)$$

消去中间变量  $E(s)$  和  $B(s)$  得

$$C(s) = G(s)[R(s) \pm H(s)C(s)]$$

经整理得

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \Phi(s) = \frac{G(s)}{1 \pm G(s)H(s)}$$

所以反馈框图的等效框图的传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{G(s)}{1 \pm G(s)H(s)}$$

两个框图反馈连接的等效传递函数,称为闭环传递函数,用 $\Phi(s)$ 表示。其等效框图如图2.2-32(b)所示。

(2) 结构图的等效变换法则。在系统结构图简化过程中,为了便于进行方框的串联、并联和反馈连接的运算,需要对综合点和分支点进行移动位置,便于消除交叉回路。

1) 综合点前移。图2.2-33表示了综合点前移的等效变换。

若将图2.2-33(a)中的综合点前移到 $G(s)$ 方框的输入端,而且仍要保持信号之间的关系不变,则必须在被挪动的通路上串以 $G(s)$ 的倒函数方框,如图2.2-33(b)所示。

挪动前的结构图中,信号关系为

$$C=G(s)R \pm Q$$

挪动后,信号关系为

$$C=G(s)[R \pm G(s)^{-1}Q]=G(s)R \pm Q$$

二者是完全等效的。

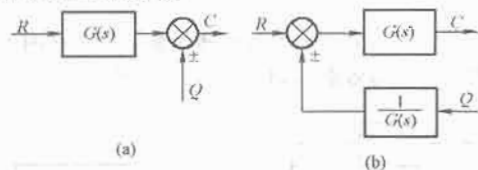


图2.2-33 综合点前移的变换

(a) 原始结构图; (b) 等效结构图

2) 综合点之间的移动。图2.2-34为相邻两个综合点后移动的等效变换。因为总输出 $C$ 是 $R$ 、 $X$ 、 $Y$ 三个信号的代数和,故更换综合点的位置,不会影响总的输出输入关系。

挪动前,总输出信号  $C=R \pm X \pm Y$

挪动后,总输出信号  $C=R \pm Y \pm X$

二者完全相同。因此,多个相邻综合点之间,可以随意调换位置。

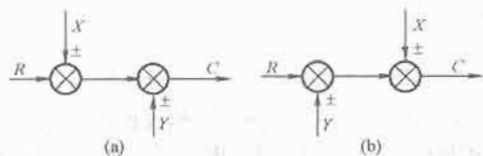


图2.2-34 相邻综合点的移动

(a) 原始结构图; (b) 等效结构图

3) 引出点后移。在图2.2-35中给出了引出点后移的等效变换。

将 $G(s)$ 方框输入端的引出点,移到 $G(s)$ 的输出端,仍要保持总的信号关系不变,则在被挪动的通路上应该串入 $G(s)$ 的倒函数方框,如图2.2-35(b)所示。挪动后的支路上的信号为

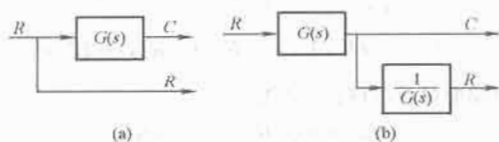


图2.2-35 引出点后移的变换

(a) 原始结构图; (b) 等效结构图

$$R=\frac{1}{G(s)}G(s)R=R$$

4) 相邻引出点之间的移动。若干个引出点相邻,这表明是同一个信号输送到许多地方去。因此,引出点之间相互

交换位置,完全不会改变引出信号的性质。亦即这种移动不需做任何传递函数的变换,如图2.2-36所示。

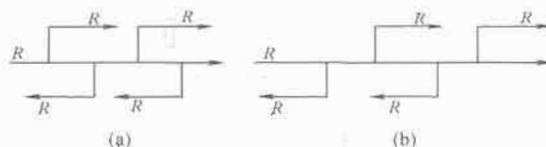


图2.2-36 相邻引出点的移动

关于综合点后移和引出点前移的等效变换,读者可自行推证,这里不再赘述。

在综合点和引出点的移动变换中一定要注意以下几点:

- ① 必须保持移动前后信号的等效性。
- ② 相邻综合点可以互相换位和合并。
- ③ 相邻分支点可以互相换位。
- ④ 综合点和分支点之间一般不宜交换位置。

(3) 结构图变换举例。

图2.2-37为图2.2-25所示求位置随动系统结构的等效变换过程。令力矩 $M_L=0$ ,并忽略电枢电感,即设 $L_a=0$ 。

图2.2-37中有两个反馈回路,由内向外逐步简化。首先将局部反馈回路中的前向通路合并成一个方框,则图2.2-25变为图2.2-37(a);再运用反馈法则将局部反馈回路化简为一个方框,得到图2.2-37(b);继而用串联法化简为图2.2-37(c),最后用单位反馈变换法则将结构图简化为一个方框,如图2.2-37(d)所示。

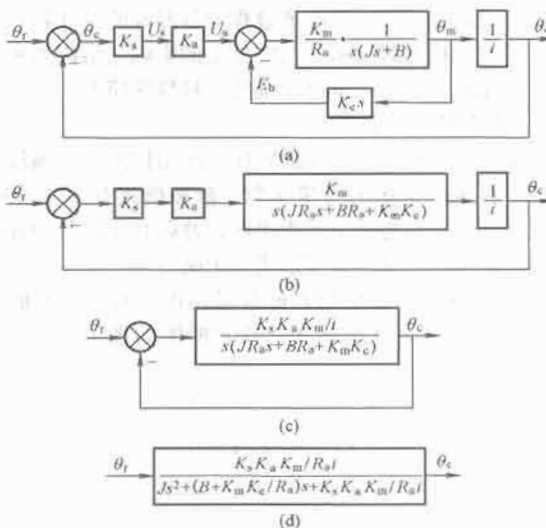


图2.2-37 位置随动系统结构图的等效变换过程

在图2.2-38中,有两处引出点与综合点交叉。为将反馈回路单独分离出来,必须移动综合点与引出点。这里应该注意: $I_1(s)$ 与 $I_2(s)$ 相减处的综合点不宜向后移动,而应前移。否则,将会出现一个综合点与一个引出点相邻,而且仍是交叉结构,还需再交换位置,将使结构愈加复杂化,一般是力求避免的。同样理由, $I_2(s)$ 的引出点宜向后移动,而不宜向前移。

将上述综合点与引出点移动后,消除了交叉关系,如图

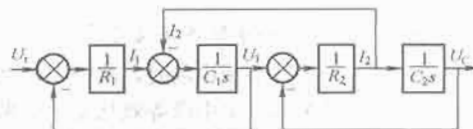


图2.2-38 结构图

2.2-39 (a) 所示; 然后化简两个内回路, 得到图 2.2-39 (b); 最后实行反馈变换, 即得传递函数, 见图 2.2-39 (c)。

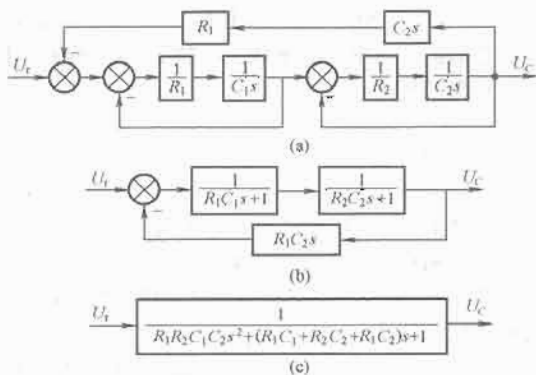


图 2.2-39 结构图的变换

从以上几个例子, 可以归纳出简化结构图求总传递函数的一般步骤。

(1) 确定输入量与输出量, 如果作用在系统上的输入量有多个 (分别作用在系统的不同部位), 则必须分别对每个输入量逐个进行结构变换, 求得各自的传递函数。对于有多个输出量的情况, 也应分别变换。

(2) 若结构图中有交叉关系, 应运用等效变换法则, 首先将交叉消除, 化为无交叉的多回路结构。

(3) 对于多回路结构, 可由里向外进行变换, 直至变换为一个等效的方框, 即得到所求的传递函数。

控制系统在工作过程中会受到两类外作用信号的影响。一类是有用信号, 或称为输入信号、给定值、参考输入等, 常用  $r(t)$  表示; 另一类则是扰动, 或称为干扰, 常用  $n(t)$  表示。输入  $r(t)$  通常是加在系统的输入端, 而干扰  $n(t)$  一般是作用在受控对象上, 但也可能出现在其他元部件上, 甚至夹杂在输入信号之中。一个闭环控制系统的典型结构可用图 2.2-40 表示。

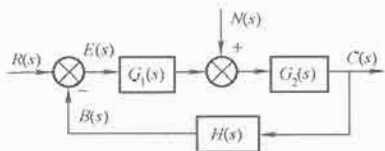


图 2.2-40 闭环控制系统典型结构

研究系统输出量  $c(t)$  的运动规律, 只考虑输入量  $r(t)$  的作用是不完全的, 往往还需要考虑干扰  $n(t)$  的影响。

### 3.4 控制系统的闭环传递函数

(1) 系统的开环传递函数。在图 2.2-40 中, 将  $H(s)$  的输出通路断开, 亦即断开系统的主反馈通路, 这时前向通路传递函数与反馈通路传递函数的乘积  $G_1(s)G_2(s)H(s)$ , 称为该系统的开环传递函数。它等于此时  $B(s)$  与  $R(s)$  的比值。开环传递函数并不是第 1 章所述的开环系统的传递函数, 而是指闭环系统在开环时的传递函数。

(2)  $r(t)$  作用下系统的闭环传递函数。令  $n(t)=0$ , 这时图 2.2-40 转换为图 2.2-41, 输出  $c(t)$  对输入  $r(t)$  之间的传递函数  $G_B(s)$  称为在输入信号  $r(t)$  作用下系统的闭环传递函数。

$$G_B(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.2-70)$$

(3)  $n(t)$  作用下系统的闭环传递函数。为研究干扰对系

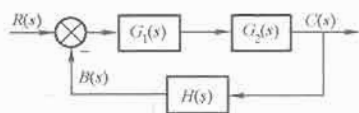


图 2.2-41  $r(t)$  作用下的系统结构图

统的影响, 需要求出  $c(t)$  对  $n(t)$  之间的传递函数。这时, 令  $r(t)=0$ , 则图 2.2-40 转换为图 2.2-42。由图可得

$$\frac{C(s)}{N(s)} = G_n(s) = \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.2-71)$$

称  $G_n(s)$  为在干扰  $n(t)$  作用下系统的闭环传递函数。由于干扰  $n(t)$  在系统中的作用位置与输入信号  $r(t)$  的作用点不一定是同一个地方, 故两个闭环传递函数一般是不相同的。这也表明引入干扰作用下系统闭环传递函数的必要性。

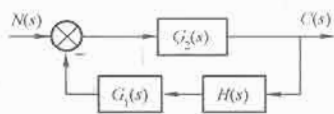


图 2.2-42  $n(t)$  作用下系统的结构图

(4) 系统的总输出。根据线性系统的叠加原理, 系统的总输出应为各外作用引起的输出的总和。由式 (2.2-70) 和式 (2.2-71) 可得系统的输出为

$$C(s) = \frac{G_1(s)G_2(s)R(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} + \frac{G_2(s)N(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.2-72)$$

可得在  $r(t)$  和  $n(t)$  共同作用下系统的结构图如图 2.2-43 所示。

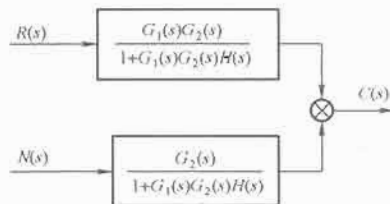


图 2.2-43 输入  $R(s)$  和扰动  $N(s)$  作用下系统的结构图

(5) 闭环系统的误差传递函数。在系统分析时, 除了要了解输出量的变化规律之外, 还经常关心控制过程中误差的变化规律。因为控制误差的大小, 直接反映了系统工作的精度。故寻求误差和系统的控制信号  $r(t)$  及干扰作用  $n(t)$  之间的数学模型, 就是很必需的了。在图 2.2-40 中, 规定代表被控量  $c(t)$  的测量装置的输出  $b(t)$  和给定输入  $r(t)$  之差为系统的误差  $e(t)$ , 即

$$e(t) = r(t) - b(t) \text{ 或 } E(s) = R(s) - B(s)$$

$E(s)$  即图中综合点输出量的拉氏变换式。

1)  $r(t)$  作用下的误差传递函数, 取  $n(t)=0$  时的  $E(s)/R(s)$ 。则可通过图 2.2-44 求得

$$G_e(s) = \frac{E(s)}{R(s)} = \frac{1}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.2-73)$$

2)  $n(t)$  作用下系统的误差传递函数, 取  $r(t)=0$  时的  $E(s)/N(s)$ , 通过图 2.2-45 可得

$$G_{en}(s) = \frac{E(s)}{N(s)} = \frac{-G_2(s)H(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)H(s)} \quad (2.2-74)$$



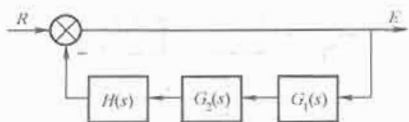


图 2.2-44  $r(t)$  作用下误差输出的结构图

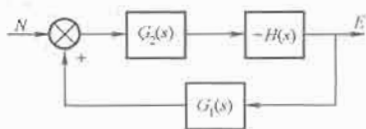


图 2.2-45  $n(t)$  作用下误差输出的结构图

3) 系统的总误差, 根据叠加原理可得

$$E(s) = G_e(s)R(s) + G_{en}(s)N(s)$$

## 4 控制系统的频率特性

本节介绍线性系统的频域分析方法。该方法通过研究控制系统对正弦函数的稳态响应, 来分析系统的稳态性能和动态性能。系统的频率特性可以根据传递函数, 用解析的方法得到, 也可以通过实验, 测出稳定系统或元件的频率特性。实验法对于那些传递函数或内部结构未知的系统以及难以用分析的方法列写动态方程的系统尤其有用。从这个意义上讲, 频域分析法更具有工程实用价值。

本节介绍频率特性的基本概念、频率特性的图形表示、奈奎斯特稳定判据、系统的相对稳定性、闭环频率特性以及频域指标与时域指标间的关系等内容。

### 4.1 频率特性的概念

下面以一个简单的 RC 网络为例, 说明线性系统在正弦函数作用下输出响应的特点。对于如图 2.2-46 所示的电路, 其微分方程为

$$RC \frac{de_C}{dt} + e_C = e_r$$

令  $RC=T$ , 网络的传递函数为

$$\frac{E_C(s)}{E_r(s)} = \frac{1}{Ts+1} \quad (2.2-75)$$

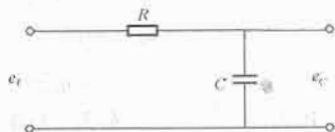


图 2.2-46 RC 电路

若输入正弦电压

$$e_r = A \sin \omega t$$

则由式(2.2-75)有

$$E_C(s) = \frac{1}{Ts+1} E_r(s) = \frac{1}{Ts+1} \frac{A\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (2.2-76)$$

经拉氏反变换, 得到输出电压为

$$e_C = \frac{A\omega T}{1 + \omega^2 T^2} e^{-\frac{1}{T}} + \frac{A}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \arctan \omega T) \quad (2.2-77)$$

式(2.2-77)中, 第一项随时间的推移趋于零, 故称为瞬态分量, 第二项为稳态分量, 所以

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_C = \frac{A}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \sin(\omega t - \arctan \omega T) \quad (2.2-78)$$

由式(2.2-78)可知, 网络的稳态输出仍然是与输入电压

同频率的正弦电压, 输出电压的幅值是输入电压的  $1/\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$  倍, 相角比输入迟后了  $\arctan \omega T$  弧度。 $1/\sqrt{1 + \omega^2 T^2}$  称为 RC 网络的幅频特性,  $-\arctan \omega T$  称作相频特性, 它们都是频率  $\omega$  的函数。函数  $1/(1 + j\omega T)$  可表示为幅值和相角的形式

$$\frac{1}{1 + j\omega T} = \left| \frac{1}{1 + j\omega T} \right| e^{j\angle \left( \frac{1}{1 + j\omega T} \right)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} e^{-j\arctan \omega T} \quad (2.2-79)$$

它能完整地描述 RC 网络在正弦函数作用下, 稳态输出电压的幅值和相角随输入电压频率  $\omega$  变化的情况, 因此, 将  $1/(1 + j\omega T)$  称作网络的频率特性。对于任何线性定常系统, 都可得到类似的结论。

如图 2.2-47 所示线性定常系统(闭环或开环系统)中, 设其传递函数为

$$\frac{C(s)}{R(s)} = G(s)$$

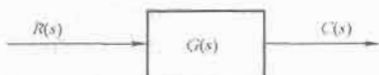


图 2.2-47 系统框图

输入信号为

$$R(s) = A \sin \omega t$$

其拉氏变换为

$$R(s) = \frac{A\omega}{s^2 + \omega^2} = \frac{A\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)} \quad (2.2-80)$$

系统的传递函数通常可写成

$$G(s) = \frac{A(s)}{B(s)} = \frac{A(s)}{(s - s_1)(s - s_2) \cdots (s - s_n)} \quad (2.2-81)$$

故系统输出的拉氏变换为

$$\begin{aligned} C(s) &= G(s)R(s) \\ &= \frac{A(s)}{(s - s_1)(s - s_2) \cdots (s - s_n)} \cdot \frac{A\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)} \\ &= \frac{\bar{b}}{s + j\omega} + \frac{\bar{b}}{s - j\omega} + \frac{a_1}{s - s_1} + \frac{a_2}{s - s_2} + \cdots + \frac{a_n}{s - s_n} \end{aligned} \quad (2.2-82)$$

经拉氏反变换, 可得系统的输出

$$c(t) = b e^{-j\omega t} + \bar{b} e^{j\omega t} + a_1 e^{s_1 t} + a_2 e^{s_2 t} + \cdots + a_n e^{s_n t} \quad (2.2-83)$$

对于稳定的系统, 由于  $s_1, s_2, \dots, s_n$  都具有负实部, 所以, 当时间趋于无穷时, 式(2.2-83)中的暂态分量都衰减至零, 因此, 系统输出的稳态分量为

$$c(t)_w = \lim_{t \rightarrow \infty} c(t) = b e^{-j\omega t} + \bar{b} e^{j\omega t} \quad (2.2-84)$$

式(2.2-84)中的  $b$  和  $\bar{b}$  可由下式计算。

$$\begin{aligned} b &= G(s) \frac{A\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)} (s + j\omega) \Big|_{s = -j\omega} \\ &= \frac{G(-j\omega)A}{2j} \end{aligned} \quad (2.2-85)$$

$$\begin{aligned} \bar{b} &= G(s) \frac{A\omega}{(s + j\omega)(s - j\omega)} (s - j\omega) \Big|_{s = j\omega} \\ &= \frac{G(j\omega)A}{2j} \end{aligned} \quad (2.2-86)$$

$G(j\omega)$  是一复数, 因此, 可用复数的模和相角的形式表示为

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j\phi(\omega)} \quad (2.2-87)$$

$$\phi(j\omega) = \angle G(j\omega) = \arctan \frac{\text{Im} G(j\omega)}{\text{Re} G(j\omega)} \quad (2.2-88)$$

同样,  $G(-j\omega)$  也可表示为

$$G(-j\omega) = |G(-j\omega)| e^{-j\phi(\omega)} = |G(j\omega)| e^{-j\phi(\omega)} \quad (2.2-89)$$

将式(2.2-85)、式(2.2-86)、式(2.2-87)及式(2.2-89)代入式(2.2-84)中, 可得

$$\begin{aligned} c(t)_w &= -|G(j\omega)| e^{-j\phi(\omega)} \cdot \frac{Ae^{-j\omega t}}{2j} + |G(j\omega)| e^{j\phi(\omega)} \frac{Ae^{j\omega t}}{2j} \\ &= |G(j\omega)| A \cdot \frac{e^{j(\omega t + \phi)} - e^{-j(\omega t + \phi)}}{2j} \\ &= C \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \quad (2.2-90)$$

式中,  $C = |G(j\omega)| A$  为稳态输出信号的幅值。

式(2.2-90)表明, 线性定常系统对正弦输入信号的稳态响应仍然是与输入信号同频率的正弦信号, 输出信号的振幅是输入信号的  $|G(j\omega)|$  倍, 输出信号相对输入信号的相移为  $\phi = \angle G(j\omega)$ , 输出信号的振幅及相移都是角频率  $\omega$  的函数。

我们把

$$G(j\omega) = |G(j\omega)| e^{j\angle G(j\omega)} \quad (2.2-91)$$

称为系统的频率特性, 它表明了线性定常系统在正弦信号作用下, 系统的稳态输出与输入信号的关系。其中  $|G(j\omega)| = \frac{C}{A}(\omega)$  为幅频特性, 它反映了系统在不同频率的正弦信号作用下, 稳态输出的幅值与输入信号幅值之比。  $\angle G(j\omega) = \arctan \frac{\text{Im}G(j\omega)}{\text{Re}G(j\omega)}$  为相频特性, 它反映了系统在不同频率的正弦信号作用下, 输出信号相对输入信号的相移。系统的幅频特性和相频特性统称为系统的频率特性。

比较系统的频率特性和传递函数可知, 频率特性与传递函数有如下关系

$$G(j\omega) = G(s) \big|_{s=j\omega} \quad (2.2-92)$$

一般地, 若系统具有以下传递函数

$$G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} \quad (2.2-93)$$

系统频率特性可写为

$$G(j\omega) = \frac{b_m (j\omega)^m + b_{m-1} (j\omega)^{m-1} + \cdots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + a_{n-1} (j\omega)^{n-1} + \cdots + a_1 (j\omega) + a_0} \quad (2.2-94)$$

由式(2.2-92), 可由传递函数得到线性定常系统的频率特性。对于稳定的系统, 还可以由实验的方法确定系统的频率特性, 即在系统的输入端作用不同频率的正弦信号, 在输出端测得相应稳态输出的幅值和相角, 根据幅值比和相位差, 就可得到系统的频率特性。对于不稳定的系统, 则不能由实验的方法得到系统的频率特性, 这是由于系统传递函数中不稳定极点会产生发散或振荡的分量, 随时间推移, 其瞬态分量不会消失, 所以不稳定系统的频率特性是观察不到的。

由频率特性的物理意义可知, 当频率  $\omega$  趋于无穷时, 稳态输出的幅值不可能为无穷, 故频率特性表达式(2.2-94)或传递函数表达式(2.2-93)中, 分母多项式的最高次幂  $n$  总是大于或等于分子多项式的最高次幂  $m$ 。

系统的频率特性与传递函数、微分方程一样, 也能表征系统的运动规律, 它是频域中描述系统运动规律的数学模型。这三种数学模型之间存在如图 2.2-48 所示关系。其中,  $p$  是微分算子  $d/dt$ 。

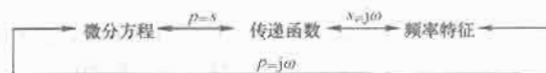


图 2.2-48 微分方程、频率特性、传递函数三种数学模型之间的关系

## 4.2 开环频率特性

在实际应用中, 常常把系统的频率特性用图形表示, 并根据这些图形对系统进行分析 and 设计。常用的图形有幅相频率特性曲线和对数频率特性曲线。下面分别介绍这些曲线的绘制方法。

### 4.2.1 幅相频率特性曲线

幅相频率特性曲线简称幅相曲线, 又称极坐标图。其特点是以角频率  $\omega$  为自变量, 把幅频特性和相频特性用一条曲线同时表示在复平面上。例如, 2.4.1 节中的 RC 网络, 当  $\omega = 1/T$  时, 幅频特性  $1/\sqrt{1+\omega^2 T^2} = 0.71$ , 相频特性  $-\arctan \omega T = -45^\circ$ , 幅值和相角在复平面上可用一矢量来表示, 矢量的长度为 0.71, 矢量与实轴正方向的夹角为  $-45^\circ$  (逆时针方向角度为正, 顺时针角度方向为负)。当角频率  $\omega$  从 0 到  $\infty$  变化时, 可以在复平面上得到一系列这样的矢量, 这些矢量的矢端在复平面上描绘出一条曲线, 该曲线就是频率特性的幅相曲线。由于幅频特性是角频率  $\omega$  的偶函数, 相频特性是  $\omega$  的奇函数, 所以,  $\omega$  从 0 变化到  $\infty$  时的幅相曲线与  $\omega$  从  $-\infty$  变化到 0 的幅相曲线关于实轴对称, 通常, 只画出  $\omega$  从 0 变至  $\infty$  时的幅相曲线, 并在曲线上用箭头表示  $\omega$  增大的方向。只要  $\omega$  的值取得足够多, 用解析的方法得到不同  $\omega$  值时的幅值和相角, 就可以在极坐标平面上画出较精确的幅相频率特性曲线。

(1) 典型环节的幅相曲线。在对系统性能进行分析, 尤其是稳定性分析时, 一般并不需要依据精确的幅相频率特性曲线, 只需画出曲线的大致形状即可, 下面讨论概略绘制幅相曲线的方法。

线性系统的开环频率特性通常可写成如下形式:

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{K \prod_{j=1}^{m-2h} (\tau_j s + 1) \prod_{i=1}^h [\tau_i^2 (j\omega)^2 + 2\zeta_i \tau_i (j\omega) + 1]}{(j\omega)^v \prod_{i=1}^{n-2l-v} (j\omega T_i + 1) \prod_{i=1}^l [T_i^2 (j\omega)^2 + 2\zeta_i T_i (j\omega) + 1]} \quad (2.2-95)$$

可将式(2.2-95)中的开环系统表示成若干个环节相串联的形式, 即可写成

$$\begin{aligned} G(j\omega)H(j\omega) &= \frac{K}{(j\omega)^v} \times \\ &\left[ \frac{1}{\prod_{i=1}^{n-2l-v} (j\omega T_i + 1)} \times \frac{1}{\prod_{i=1}^l [T_i^2 (j\omega)^2 + 2\zeta_i T_i (j\omega) + 1]} \right] \times \\ &\prod_{j=1}^{m-2h} (\tau_j s + 1) \times \prod_{j=1}^h [\tau_j^2 (j\omega)^2 + 2\zeta_j \tau_j (j\omega) + 1] \end{aligned} \quad (2.2-96)$$

以上这些环节是组成控制系统的基本环节, 故称之为典型环节, 如果掌握了这些环节的幅相特性曲线, 就可方便地画出开环系统的幅相频率特性曲线。

1) 比例环节。该环节的频率特性为

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= K \\ \text{幅频特性} \quad |G(j\omega)| &= K \end{aligned}$$

相频特性  $\angle G(j\omega) = 0^\circ$

可知,比例环节的幅值为常数  $K$ ,相角为零,它们都不随频率  $\omega$  变化,故在复平面上,比例环节的幅相曲线为正实轴上的一点,幅相曲线如图 2.2-49 所示。

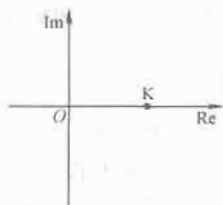


图 2.2-49 比例环节的幅相曲线

2) 积分环节。该环节的频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega}$$

幅频特性  $|G(j\omega)| = \frac{1}{\omega}$  (2.2-97)

相频特性  $\angle G(j\omega) = -\arctan \frac{\omega}{0} = -90^\circ$  (2.2-98)

由式(2.2-97)和式(2.2-98)可知,当频率  $\omega$  从零变化到无穷大时,积分环节的幅频特性由无穷大变化到零,相频特性始终等于  $-90^\circ$ 。积分环节是相角滞后环节,幅相曲线是一条与负虚轴重合的曲线,如图 2.2-50 所示。

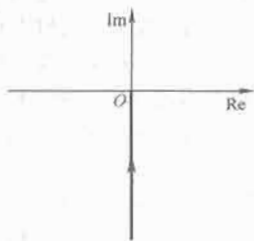


图 2.2-50 积分环节的幅相曲线

3) 惯性环节。该环节的频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{1}{j\omega T + 1} \quad (2.2-99)$$

幅频特性  $|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}}$  (2.2-100)

相频特性  $\angle G(j\omega) = -\arctan \omega T$  (2.2-101)

由式(2.2-100)和式(2.2-101)可知,

$$\omega = 0, |G(j\omega)| = 1, \angle G(j\omega) = 0^\circ$$

$$\omega = \frac{1}{T}, |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707, \angle G(j\omega) = -45^\circ$$

$$\omega = \infty, |G(j\omega)| = 0, \angle G(j\omega) = -90^\circ$$

所以,当  $\omega$  由 0 变化到  $\infty$  时,幅频特性从 1 变化到 0,相频特性由  $0^\circ$  变化至  $-90^\circ$ ,故幅相曲线从正实轴上距原点为 1 处开始,顺时针变化,与负虚轴相切进入原点。可以证明,幅相曲线在  $G(j\omega)$  平面上是正实轴下方的半圆。

$$\begin{aligned} G(j\omega) &= \frac{1}{j\omega T + 1} = \frac{1}{1 + \omega^2 T^2} - j \frac{\omega T}{1 + \omega^2 T^2} \\ &= u(\omega) + jv(\omega) \end{aligned} \quad (2.2-102)$$

则有

$$\left[ u(\omega) - \frac{1}{2} \right]^2 + [v(\omega)]^2 = \left( \frac{1}{1 + \omega^2 T^2} - \frac{1}{2} \right)^2 +$$

$$\left( \frac{-\omega T}{1 + \omega^2 T^2} \right)^2 = \left( \frac{1}{2} \right)^2 \quad (2.2-103)$$

式(2.2-103)是一个圆的方程,圆心在  $(1/2, 0)$  处,圆半径为  $1/2$ 。惯性环节的幅相曲线如图 2.2-51 所示。

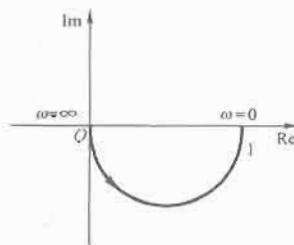


图 2.2-51 惯性环节的幅相曲线

由图 2.2-51 可知,惯性环节是一个相位滞后环节,在低频时,滞后相角较小,幅值的衰减也较小,频率越高,滞后相角越大,幅值的衰减也越大,最大的滞后相角为  $90^\circ$ 。

4) 振荡环节。该环节的频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^2 T^2 + j2\zeta\omega T + 1} = \frac{1}{(1 - \omega^2 T^2) + j2\zeta\omega T} \quad (2.2-104)$$

振荡环节的幅频特性和相频特性为

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 T^2}} \quad (2.2-105)$$

$$\angle G(j\omega) = -\arctan \frac{2\zeta\omega T}{1 - \omega^2 T^2} \quad (2.2-106)$$

$$\omega = 0, |G(j\omega)| = 1, \angle G(j\omega) = 0^\circ$$

$$\omega = \frac{1}{T}, |G(j\omega)| = \frac{1}{2\zeta}, \angle G(j\omega) = -90^\circ$$

$$\omega = \infty, |G(j\omega)| = 0, \angle G(j\omega) = -180^\circ$$

由式(2.2-105)和式(2.2-106)可知,振荡环节的幅频特性和相频特性不仅与频率  $\omega$  有关,还与阻尼比  $\zeta$  有关。不同阻尼比时的频率特性曲线如图 2.2-52 所示。由图可见,当阻尼比较小时,在某一频率时会产生谐振,谐振时的幅值大于 1。称此时的频率为谐振频率  $\omega_r$ ,相应的幅值为谐振峰值  $M_r$ 。 $\omega_r$  和  $M_r$  都可以由极值方程得到。

$$\frac{d}{d\omega} |G(j\omega)| = \frac{d}{d\omega} \left[ \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 T^2}} \right] = 0$$

可求得

$$\omega_r = \frac{1}{T} \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad (2.2-107)$$

将  $\omega_r$  代入式(2.2-103),可得

$$M_r = |G(j\omega_r)| = \frac{1}{2\zeta \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.2-108)$$

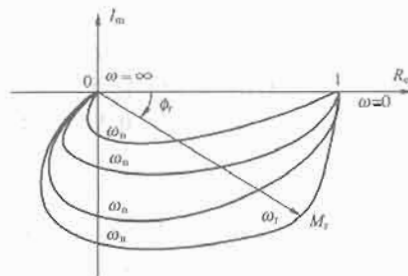


图 2.2-52 不同阻尼比时振荡环节幅相曲线

式(2.2-108)表明,当 $\zeta \geq 1/\sqrt{2}$ 时,谐振频率不存在。当 $0 < \zeta < 1/\sqrt{2}$ 时,谐振频率 $\omega_r < 1/T$ 。振荡环节的幅相曲线如图2.2-52所示。在 $0 < \omega < \omega_r$ 的范围内,随 $\omega$ 的增加,  $|G(j\omega)|$ 逐渐增大,当 $\omega = \omega_r$ 时,  $|G(j\omega)|$ 达到最大值 $M_r$ ,当 $\omega > \omega_r$ 时,幅值衰减得很快。振荡环节是相位滞后环节,最大的滞后相角是 $180^\circ$ 。

5) 一阶微分环节。该环节的频率特性为

$$G(j\omega) = j\omega\tau + 1$$

其中,  $\tau$ 为微分时间常数,一阶微分环节的幅频特性和相频特性分别为

$$|G(j\omega)| = \sqrt{\omega^2\tau^2 + 1} \quad (2.2-109)$$

$$\angle G(j\omega) = \arctan\omega\tau \quad (2.2-110)$$

$$\omega = 0, |G(j0)| = 1, \angle G(j0) = 0^\circ$$

$$\omega = \frac{1}{\tau}, |G(j\frac{1}{\tau})| = \sqrt{2}, \angle G(j\frac{1}{\tau}) = 45^\circ$$

$$\omega = \infty, |G(j\infty)| = \infty, \angle G(j\infty) = 90^\circ$$

幅相频率特性如图2.2-53所示。它是一条起始于 $(1, j0)$ 点,在实轴上方且与虚轴平行的直线。

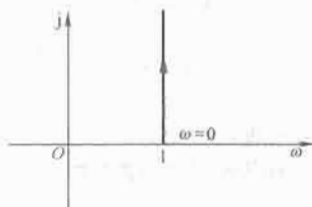


图2.2-53 一阶微分环节的幅相曲线

6) 二阶微分环节。该环节的频率特性为

$$G(j\omega) = (j\omega)^2\tau^2 + j2\zeta\omega\tau + 1$$

幅频特性和相频特性分别为

$$|G(j\omega)| = \sqrt{(1 - \omega^2\tau^2)^2 + 4\zeta^2\omega^2\tau^2} \quad (2.2-111)$$

$$\angle G(j\omega) = \arctan \frac{2\zeta\omega\tau}{1 - \omega^2\tau^2} \quad (2.2-112)$$

$$\omega = 0, |G(j0)| = 1, \angle G(j0) = 0^\circ$$

$$\omega = \frac{1}{\tau}, |G(j\frac{1}{\tau})| = 2\zeta, \angle G(j\frac{1}{\tau}) = 90^\circ$$

$$\omega = \infty, |G(j\infty)| = \infty, \angle G(j\infty) = 180^\circ$$

二阶微分环节的幅相曲线如图2.2-54所示,它是相位超前环节,最大超前相角为 $180^\circ$ 。

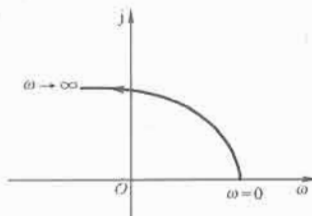


图2.2-54 二阶微分环节的幅相曲线

7) 不稳定环节。该环节具有在右半 $S$ 平面的极点,如传递函数为 $G(s) = 1/(-Ts + 1)$ ,  $G(s) = 1/(T^2s^2 - 2\zeta Ts + 1)$ 等环

节与惯性环节和振荡环节相似,故称它们为不稳定的惯性环节和不稳定的振荡环节。如传递函数具有 $-Ts + 1$ ,  $\omega^2 T^2 - 2\zeta\omega Ts + 1$ 这样的形式,虽不能表明环节不稳定,但按前面不稳定的惯性环节和不稳定的振荡环节的叫法,仍将它们称作不稳定的一阶微分环节和不稳定的二阶微分环节。这类环节(系统)与只含有左半 $S$ 平面开环零极点的环节(系统)相比,它们对于正弦信号稳态响应的幅频特性完全相同,而相频特性却有很大差别。下面以惯性环节和不稳定的惯性环节为例,研究它们的频率特性有什么特点。

不稳定惯性环节的频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{1}{-j\omega T + 1}$$

幅频特性和相频特性分别为

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \quad (2.2-113)$$

$$\angle G(j\omega) = -(-\arctan\omega T) = \arctan\omega T \quad (2.2-114)$$

将式(2.2-113)和式(2.2-114)与式(2.2-100)、式(2.2-101)相比,可知不稳定惯性环节的幅频特性与惯性环节的幅频特性完全一样,相频特性则不同。不稳定惯性环节当 $\omega$ 从0变化至 $\infty$ 时,相角变化从0至 $\pi/2$ ,惯性环节的相角变化则从0至 $-\pi/2$ 。两环节的幅相曲线关于实轴对称,不稳定惯性环节的幅相曲线如图2.2-55所示。

用类似的分析方法,可知不稳定振荡环节和其对应的振荡环节的幅频特性相同,相频特性不同。不稳定振荡环节的相角变化范围是0至 $\pi$ ,振荡环节的相角范围是0至 $-\pi$ ,它们的幅相频率特性曲线也对称于实轴,如图2.2-56所示。

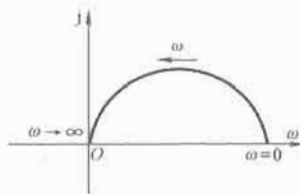


图2.2-55 不稳定惯性环节的幅相曲线

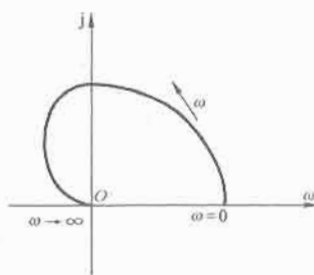


图2.2-56 不稳定振荡环节的幅相曲线

(2) 开环系统的幅相曲线。前面讨论了构成控制系统的典型环节的幅相频率特性曲线,一般,控制系统都可由以上各环节构成,掌握了这些环节的幅相频率特性曲线的画法,就不难得到系统的幅相频率特性曲线。在实际应用中,常常通过开环系统的幅相频率特性曲线(简称开环幅相曲线)来分析系统的稳定性。开环幅相曲线可以用解析的方法,给定 $\omega$ 值,计算出相应的幅值和相角,绘制幅相曲线,也可通过分析开环系统的频率特性,画出大致的幅相曲线。

若系统的开环传递函数为

$$G(s)H(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (T_1, T_2, K \text{ 均大于 } 0)$$

首先将开环系统分解为比例环节和两个惯性环节的串联形式,即

$$G(j\omega)H(j\omega) = K \frac{1}{j\omega T_1 + 1} \frac{1}{j\omega T_2 + 1}$$

幅频特性为各环节幅频特性相乘,相频特性为各环节相频特性相加,即

幅频特性

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = K \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T_1^2 + 1} \sqrt{\omega^2 T_2^2 + 1}} \quad (2.2-115)$$

相频特性

$$\angle G(j\omega)H(j\omega) = -\arctan \omega T_1 - \arctan \omega T_2 \quad (2.2-116)$$

根据开环系统的幅频特性和相频特性,可以计算出  $\omega=0$  和  $\omega=\infty$  时的幅值和相角,即得到幅相曲线的起始位置和终点位置。

$$\omega=0, |G(j\omega)H(j\omega)| = K, \angle G(j\omega)H(j\omega) = 0^\circ$$

$$\omega=\infty, |G(j\omega)H(j\omega)| = 0, \angle G(j\omega)H(j\omega) = -180^\circ$$

由此可知,开环幅相曲线起始于正实轴,起点至原点的距离为  $K$ ,曲线的终点在原点,且与负实轴相切进入原点,相角变化范围是  $0^\circ \sim -180^\circ$ 。当曲线与负虚轴相交时,相角为  $-90^\circ$ 。由式(2.2-116)可得

$$-\arctan \omega T_1 - \arctan \omega T_2 = -90^\circ$$

$$\arctan \frac{\omega T_1 + \omega T_2}{1 - \omega^2 T_1 T_2} = 90^\circ$$

解得  $\omega = 1/\sqrt{T_1 T_2}$ ,将该频率值代入式(2.2-115),可得幅频特性为

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = K \frac{\sqrt{T_1 T_2}}{T_1 + T_2}$$

大致的开环幅相曲线如图 2.2-57 所示。

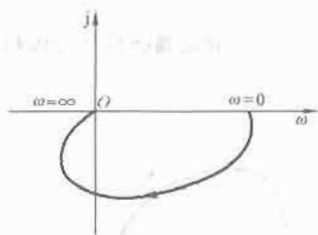


图 2.2-57 系统幅相曲线

若在系统中增加一个积分环节,则系统为 1 型系统,其幅频特性分别为

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = K \frac{1}{\omega \sqrt{\omega^2 T_1^2 + 1} \sqrt{\omega^2 T_2^2 + 1}}$$

$$\angle G(j\omega)H(j\omega) = -90^\circ - \arctan \omega T_1 - \arctan \omega T_2$$

$$\omega=0, |G(j\omega)H(j\omega)| = \infty, \angle G(j\omega)H(j\omega) = -90^\circ$$

$$\omega=\infty, |G(j\omega)H(j\omega)| = 0, \angle G(j\omega)H(j\omega) = -270^\circ$$

可知,相角变化范围为  $-90^\circ \sim -270^\circ$ ,开环幅相曲线起始于负虚轴无穷远处,终点在原点,且曲线与正虚轴相切进入原点。

将频率特性写成实部与虚部的形式

$$\begin{aligned} G(j\omega)H(j\omega) &= \frac{K(1-j\omega T_1)(1-j\omega T_2)(-j)}{\omega(1+\omega^2 T_1^2)(1+\omega^2 T_2^2)} \\ &= \frac{K[-(T_1+T_2)\omega + j(-1+T_1 T_2 \omega^2)]}{\omega(1+\omega^2 T_1^2)(1+\omega^2 T_2^2)} \\ &= \operatorname{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] + j\operatorname{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] \end{aligned}$$

分别称  $\operatorname{Re}[G(j\omega)H(j\omega)]$  和  $\operatorname{Im}[G(j\omega)H(j\omega)]$  为开环系统的实频特性和虚频特性。

在起点,即  $\omega=0$  处,

$$\operatorname{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] = -K(T_1+T_2)$$

$$\operatorname{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] = -\infty$$

求幅相曲线与实轴的交点(该点对于分析系统的稳定性非常重要),可令

$$\operatorname{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] = 0$$

得

$$\omega_x = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}}$$

将  $\omega_x = 1/\sqrt{T_1 T_2}$  代入实部,可得

$$\operatorname{Re}[G(j\omega_x)H(j\omega_x)] = -\frac{KT_1 T_2}{T_1 + T_2}$$

系统的开环幅相曲线如图 2.2-58 所示。

若在系统的开环传递函数中再增加一个积分环节,即系统为 2 型,传递函数为

$$G(s)H(s) = \frac{K}{s^2(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

则当  $\omega=0$  时,  $|G(j\omega)H(j\omega)| = \infty$ ,  $\angle G(j\omega)H(j\omega) = -180^\circ$ ,开环幅相曲线起始于负实轴无穷远处,当  $\omega=\infty$ ,  $|G(j\omega)H(j\omega)| = 0$ ,  $\angle G(j\omega)H(j\omega) = -360^\circ$ ,开环幅相曲线与正实轴相切进入原点,如图 2.2-59 所示。

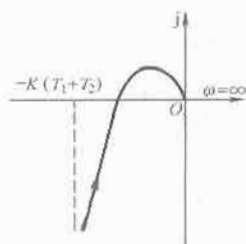


图 2.2-58 1 型系统的开环幅相曲线

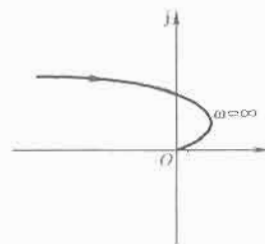


图 2.2-59 2 型系统的开环幅相曲线

若系统的开环传递函数为

$$G(s)H(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}$$

则开环频率特性为

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{K(j\omega\tau + 1)}{j\omega(j\omega T_1 + 1)(j\omega T_2 + 1)}$$

相频特性为

$$\angle G(j\omega)H(j\omega) = \arctan \omega\tau - 90^\circ - \arctan \omega T_1 - \arctan \omega T_2$$



幅频特性为

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = K \frac{\sqrt{\omega^2 \tau^2 + 1}}{\omega \sqrt{\omega^2 T_1^2 + 1} \sqrt{\omega^2 T_2^2 + 1}}$$

$\omega=0$  时,  $\angle G(j\omega)H(j\omega) = -90^\circ$ ,

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = \infty$$

$\omega=\infty$  时,  $\angle G(j\omega)H(j\omega) = -180^\circ$ ,

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = 0$$

由频率特性可知, 开环幅相曲线起始于负虚轴方向的无穷远处, 与负实轴相切进入原点。由于系统含有一阶微分环节和惯性环节, 其幅相曲线的形状会因时间常数  $\tau$ 、 $T_1$ 、 $T_2$  的取值不同而异, 讨论如下:

将频率特性写成实频和虚频的形式, 有

$$\begin{aligned} G(j\omega)H(j\omega) &= \frac{K(1+j\omega\tau)(1-j\omega T_1)(1-j\omega T_2)(-j)}{\omega(1+\omega^2 T_1^2)(1+\omega^2 T_2^2)} \\ &= \frac{K[-\omega(T_1+T_2)-\omega\tau(1-\omega^2 T_1 T_2)+j(1-\omega^2 T_1 T_2)+\omega^2 \tau(T_1+T_2)]}{-\omega(1+\omega^2 T_1^2)(1+\omega^2 T_2^2)} \\ &= \text{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] + j\text{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] \\ \text{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] &= \frac{K[(T_1+T_2)-\tau(1-\omega^2 T_1 T_2)]}{-(1+\omega^2 T_1^2)(1+\omega^2 T_2^2)} \\ \text{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] &= \frac{jK[1-\omega^2 T_1 T_2 + \omega^2 \tau(T_1+T_2)]}{-\omega(1+\omega^2 T_1^2)(1+\omega^2 T_2^2)} \end{aligned}$$

当  $\omega=0$  时, 有

$$\text{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] = -K(T_1+T_2-\tau)$$

$$\text{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] = \infty$$

若  $T_1+T_2 > \tau$ ,  $\text{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] < 0$ , 开环幅相曲线起始于负虚轴左侧的无穷远处;

若  $T_1+T_2 < \tau$ ,  $\text{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] > 0$ , 开环幅相曲线起始于负虚轴右侧的无穷远处;

若  $T_1+T_2 = \tau$ ,  $\text{Re}[G(j\omega)H(j\omega)] = 0$ , 开环幅相曲线从负虚轴上无穷远处起始。

求曲线与负实轴的交点, 令  $\text{Im}[G(j\omega)H(j\omega)] = 0$ , 有

$$1 - \omega^2 [T_1 T_2 - \tau(T_1 + T_2)] = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2 - \tau(T_1 + T_2)}}$$

若

$$T_1 T_2 > \tau(T_1 + T_2)$$

即

$$\tau < \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2}$$

则  $\omega$  有解, 亦即曲线与负实轴有交点。

由于不等式方程组

$$\begin{cases} T_1 + T_2 \leq \tau \\ \tau < \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} \end{cases}$$

无解, 故只有当幅相曲线从负虚轴左侧无穷远处起始时, 才与负实轴有交点, 开环幅相曲线如图 2.2-60 所示。

若单位反馈系统的开环传递函数为

$$G(s) = \frac{\tau s + 1}{Ts + 1}$$

则系统的开环频率特性为

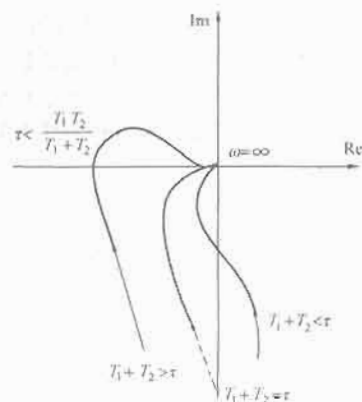


图 2.2-60  $G(j\omega)H(j\omega) = \frac{K(j\omega\tau + 1)}{j\omega(j\omega T_1 + 1)(j\omega T_2 + 1)}$  的幅相曲线

$$G(j\omega) = \frac{j\omega\tau + 1}{j\omega T + 1}$$

幅频特性和相频特性分别为

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = \frac{\sqrt{\omega^2 \tau^2 + 1}}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}}$$

$$\angle G(j\omega)H(j\omega) = \arctan \omega\tau - \arctan \omega T$$

当  $\omega=0$ ,  $|G(j\omega)H(j\omega)| = 1$ ,  $\angle G(j\omega)H(j\omega) = 0^\circ$ 。

当  $\omega=\infty$ ,  $|G(j\omega)H(j\omega)| = \frac{\tau}{T}$ ,  $\angle G(j\omega)H(j\omega) = 0^\circ$ 。

若  $\tau < T$ ,  $\arctan \omega\tau - \arctan \omega T < 0$ , 幅相曲线在第四象限内变化, 若  $\tau > T$ ,  $\arctan \omega\tau - \arctan \omega T > 0$ , 则幅相曲线在第一象限变化, 如图 2.2-61 所示。

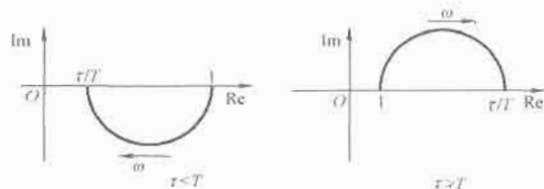


图 2.2-61 振荡环节的幅相曲线

由以上分析可以看出, 对于开环传递函数只含有左半平面的零点和极点的系统, 其幅相曲线的起点和终点具有如下规律(参考图 2.2-62)。

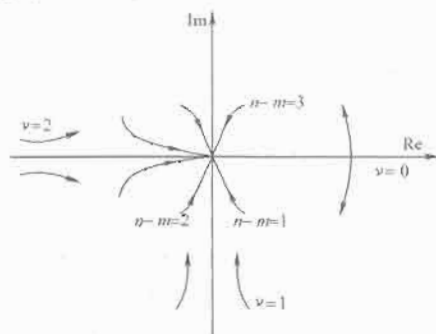


图 2.2-62 开环幅相曲线的起点和终点

幅相曲线的起点: 若系统不含有积分环节, 曲线起始于正实轴上某点, 该点距原点的距离值为开环增益  $K$  值; 若系统含有积分环节, 曲线起始于无穷远处, 相角为  $\nu \times (-90^\circ)$ ,  $\nu$  为积分环节的个数。

幅相曲线的终点: 一般, 系统开环传递函数分母的阶次总是大于或等于分子的阶次,  $n > m$  时, 终点在原点, 且以角度  $(n-m) \times (-90^\circ)$  进入原点;  $n = m$  时, 曲线终止于正实轴上某点, 该点距原点的距离与各环节的时间常数及开环增益  $K$  等参数有关。

若系统的开环传递函数中含有在右半平面的极点或零点,即系统含有不稳定环节,则幅相曲线的起点和终点不具有以上规律,对于这样的系统,尤其应注意其相频特性。在作图时,应根据相频特性的表达式分析曲线的起点、终点位置以及相角的变化范围等。

设系统的开环传递函数为

$$G(s)H(s) = \frac{10(Ts+1)}{s(s-10)}, T>0$$

则系统的频率特性为

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{10(j\omega T+1)}{j\omega(j\omega-10)}$$

幅相频率特性分别为

$$|G(j\omega)H(j\omega)| = \frac{10\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}}{\omega\sqrt{\omega^2 + 10^2}}$$

$$\angle G(j\omega)H(j\omega) = \arctan \omega T - 90^\circ - \left(180^\circ - \arctan \frac{\omega}{10}\right)$$

$$\omega=0, |G(j\omega)H(j\omega)| = \infty, \angle G(j\omega)H(j\omega) = -270^\circ$$

$$\omega=\infty, |G(j\omega)H(j\omega)| = 0, \angle G(j\omega)H(j\omega) = -90^\circ$$

当 $\omega$ 从0到 $\infty$ 变化时,相角从 $-270^\circ$ 变化到 $-90^\circ$ ,幅相曲线由第二象限变化到第三象限,如图2.2-63所示。

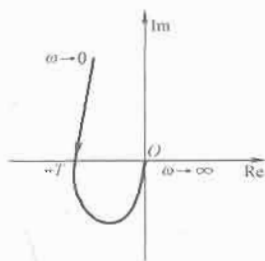


图2.2-63  $G(j\omega)H(j\omega) = \frac{10(j\omega T+1)}{j\omega(j\omega-10)}$  的幅相曲线

曲线与实轴的交点可求取如下

$$\begin{aligned} G(j\omega)H(j\omega) &= -\frac{10\omega(10T+1) + j10(T\omega^2 - 10)}{\omega(100 + \omega^2)} \\ &= U(\omega) + jV(\omega) \end{aligned}$$

式中: $U(j\omega)$ 与 $V(j\omega)$ 分别为开环系统的实频和虚频特性。

令 $V(\omega) = 0$ ,解得 $\omega = \sqrt{10/T}$ 。

将 $\omega = \sqrt{10/T}$ 代入 $U(\omega)$ ,得到幅相曲线与实轴的交点为 $-T$ 。

#### 4.2.2 对数频率特性曲线

(1) 对数频率特性坐标。在频域分析中,常用来表示系统频率特性的还有对数坐标图或伯德(Bode)图。这种图采用对数坐标,分别将幅频特性和相频特性用两条曲线表示出来。

对数幅频特性曲线的横坐标是频率 $\omega$ ,按对数分度,单位是rad/s。纵坐标表示对数幅频特性的函数值,采用线性分度,单位是dB。对数幅频特性用 $L(\omega)$ 表示,定义如下:

$$L(\omega) = 20\lg |G(j\omega)|$$

对数相频特性曲线的横坐标也是频率 $\omega$ ,按对数分度,单位是rad/s。纵坐标表示相频特性的函数值,记作 $\varphi(\omega)$ ,单位是度。采用对数分度的横轴如图2.2-64所示。

$$\begin{aligned} \omega=1, \lg \omega &= 0 \\ \omega=10, \lg \omega &= 1 \\ \omega=100, \lg \omega &= 2 \\ &\vdots \end{aligned}$$

由于

所以,频率 $\omega$ 每扩大十倍,对应横轴上变化一个单位长度,故对 $\omega$ 而言,坐标分度是不均匀的,而 $\lg \omega$ 则是均匀分度的。

采用对数坐标有以下特点:

1) 在求幅频特性时,可以将各环节幅值相乘转化为幅值相加。

2) 可以采用渐近线的方法,用直线段画出近似的对数幅频特性曲线。

3) 对于不含不稳定环节的系统,可以根据对数幅频特性曲线得出系统的传递函数。



图2.2-64 采用对数分度的坐标

(2) 典型环节的对数频率特性。

1) 比例环节。该环节的频率特性为

$$G(j\omega) = K$$

由于其幅值和相角都不随 $\omega$ 变化,所以,对数幅频特性曲线是一条与0dB线平行且高度为 $20\lg K$ 的直线。 $K>1$ 时, $20\lg K>0$ ,直线在0dB线之上, $K<1$ 时, $20\lg K<0$ ,直线在0dB线之下。对数相频特性为 $0^\circ$ ,Bode图如图2.2-65所示。

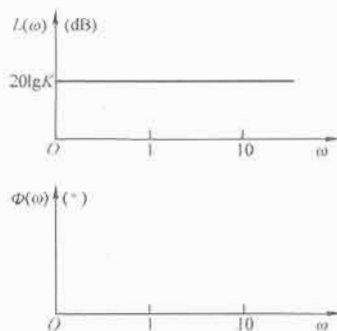


图2.2-65 比例环节的对数频率特性曲线

2) 积分环节。该环节的对数幅频特性为

$$20\lg \frac{1}{\omega} = -20\lg \omega \quad (2.2-117)$$

在Bode图上,是一条在 $\omega=1$ 处穿过横轴的直线,直线的斜率可由下式求出

$$20\lg \frac{1}{10\omega} - 20\lg \frac{1}{\omega} = -20\lg 10\omega + 20\lg \omega = -20(\text{dB}) \quad (2.2-118)$$

式(2.2-118)表明,频率变化10倍,则对数幅值下降 $-20\text{dB}$ ,故直线的斜率为 $-20\text{dB/dec}$ 。相频特性是 $-90^\circ$ 且平行于横轴的直线,如图2.2-66所示。

若有 $\nu$ 个积分环节串联,则其对数幅频特性为

$$20\lg \left| \frac{1}{(j\omega)^\nu} \right| = -\nu \times 20\lg \omega \quad (2.2-119)$$

相频特性为

$$\angle \frac{1}{(j\omega)^\nu} = -\nu \times 90^\circ \quad (2.2-120)$$

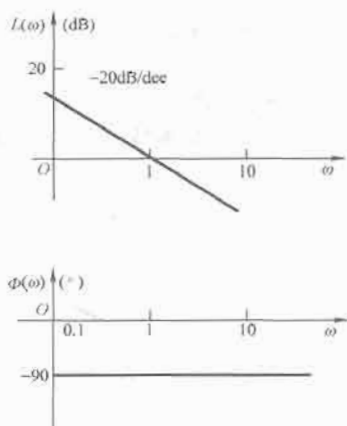
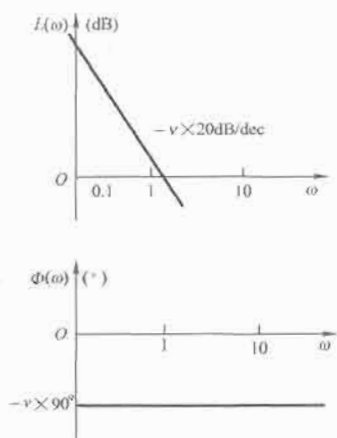


图 2.2-66 积分环节的对数频率特性

式(2.2-120)表明,  $\nu$  个积分环节串联的对数幅频特性曲线是在  $\omega=1$  处穿过横轴的直线, 直线的斜率为  $-\nu \times 20\text{dB/dec}$ 。相频特性曲线是  $-\nu \times 90^\circ$  且平行于横轴的直线, 如图 2.2-67 所示。

图 2.2-67  $\nu$  个积分环节的对数频率特性

3) 惯性环节。该环节的对数幅频特性为

$$20\lg \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2 T^2}} = -20\lg \sqrt{1+\omega^2 T^2} \quad (2.2-121)$$

先分析惯性环节的对数幅频特性。

在  $\omega \ll 1/T$  的低频段, 即  $\omega T \ll 1$ , 幅频特性可近似为

$$-20\lg \sqrt{1+\omega^2 T^2} \approx -20\lg 1 = 0\text{dB} \quad (2.2-122)$$

故在低频段, 幅频特性是与横轴重合的直线。在  $\omega \gg 1/T$  的高频段内, 对数幅频特性可近似为

$$-20\lg \sqrt{1+\omega^2 T^2} \approx -20\lg \omega T \quad (\text{dB}) \quad (2.2-123)$$

这是一条在  $\omega=1/T$  处穿越横轴, 斜率为  $-20\text{dB/dec}$  的直线。由以上分析不难看出, 低频段与高频段的两条直线在  $\omega=1/T$  处相交。若用渐近线来表示对数幅频特性, 当  $\omega < 1/T$  时, 幅频特性由  $0\text{dB}$  直线近似,  $\omega > 1/T$  时, 幅频特性由斜率为  $-20\text{dB/dec}$  的直线近似, 频率  $1/T$  是两条渐近线相交处的频率, 称为惯性环节幅频特性曲线的转折频率, 由这两条线段构成惯性环节的近似对数幅频特性。显然, 在频率为  $1/T$  时, 曲线的误差最大, 误差为

$$\begin{aligned} \Delta &= -20\lg \sqrt{1+\omega^2 T^2} \Big|_{\omega=1/T} - (-20\lg \omega T) \Big|_{\omega=1/T} \\ &= -20\lg \sqrt{2} = -3\text{dB} \end{aligned} \quad (2.2-124)$$

在  $\omega=0.1/T \sim 10/T$  频段内的误差见表 2.2-1。

表 2.2-1 惯性环节渐近幅频特性误差表

$\omega/(1/T)$	0.1	0.25	0.4	0.5	1.0	2.0	2.5	4.0	10
误差 (dB)	-0.04	-0.32	-0.65	-1.0	-3.01	-1.0	-0.65	-0.32	-0.04

由表 2.2-1 可看到, 在频率  $\omega=0.1/T$  和  $\omega=10/T$  处, 幅值的精确值与近似值间的误差为  $-0.04\text{dB}$ , 在频段  $[0.1/T, 10/T]$  之外的误差更小。所以, 若要获取较精确的幅频特性曲线, 只需在频段  $[0.1/T, 10/T]$  内对渐近特性进行修正即可。

惯性环节的相频特性可根据  $\varphi(\omega) = -\arctan \omega T$  绘制。 $\omega=0$  时,  $\varphi(\omega)=0^\circ$ ,  $\omega=\infty$  时,  $\varphi(\omega)=-90^\circ$ , 在转折频率  $\omega=1/T$  处,  $\varphi(\omega)=-45^\circ$ , 惯性环节相频特性数据见表 2.2-2。对数相频特性曲线关于点  $\omega=1/T$ ,  $\varphi(\omega)=-45^\circ$  斜对称。惯性环节的 Bode 图如图 2.2-68 所示。

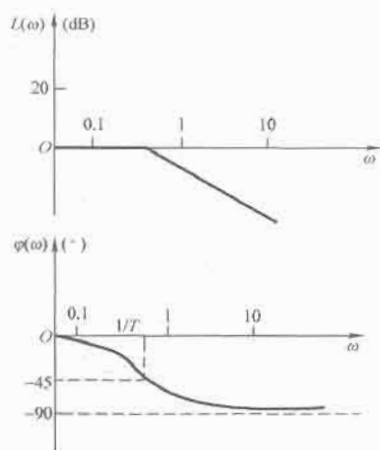


图 2.2-68 惯性环节的对数频率特性曲线

表 2.2-2 惯性环节的相频特性数据

$\omega/(1/T)$	0.1	0.25	0.4	0.5	1.0	2.0	2.5	4.0	10
$\varphi(\omega)$	-5.7	-14.1	-21.8	-26.6	-45	-63.4	-68.2	-75.9	-84.3

惯性环节的转折频率  $1/T$  减小或增大, 相频特性曲线和幅频特性曲线相应地左移或右移, 但其形状不变。

4) 振荡环节。由振荡环节的频率特性  $G(j\omega) = 1/(1 - \omega^2 T^2 + j2\zeta\omega T)$ , 得到其对数幅频特性为

$$\begin{aligned} 20\lg &= 1/\sqrt{(1-\omega^2 T^2)^2 + (2\zeta\omega T)^2} \\ &= -20\lg \sqrt{(1-\omega^2 T^2)^2 + (2\zeta\omega T)^2} \end{aligned} \quad (2.2-125)$$

由对数频率特性表达式可看出, 在频率  $\omega \ll 1/T$  的低频段, 对数频率特性可近似为

$$-20\lg \sqrt{(1-\omega^2 T^2)^2 + (2\zeta\omega T)^2} \approx 0 \quad (2.2-126)$$

这表明在  $\omega \ll 1/T$  的低频段内, 对数幅频特性是与横轴重合的直线段。

在频率  $\omega \gg 1/T$  的高频段内, 频率特性可近似为

$$-20\lg \sqrt{(1-\omega^2 T^2)^2 + (2\zeta\omega T)^2} \approx -40\lg \omega T \quad (2.2-127)$$

这是一条在  $\omega=1/T$  过零分贝线, 斜率为  $-40\text{dB/dec}$  的直线段。以上两条直线在转折频率  $\omega=1/T$  处相交, 它们构成振荡环节的渐近对数幅频特性。如图 2.2-69 所示。

若分别用  $L(\omega)$ 、 $L_a(\omega)$  和  $\Delta L$  表示振荡环节对数幅频特性的精确值、近似值及它们之间的误差值, 则有

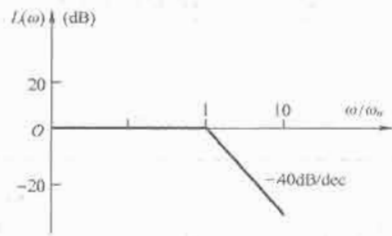


图 2.2-69 振荡环节的渐近对数幅频特性曲线

$$\Delta L = L(\omega) - L_n(\omega) \quad (2.2-128)$$

$$\Delta L = -20 \lg \sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + (2\zeta\omega T)^2} - 0 \quad (\omega \leq 1/T) \quad (2.2-129)$$

$$\Delta L = -20 \lg \sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + (2\zeta\omega T)^2} - (-40 \lg \omega T) \quad (\omega \geq 1/T) \quad (2.2-130)$$

由式 (2.2-129) 和式 (2.2-130) 可知, 振荡环节的渐近幅频特性曲线与精确曲线间的误差是频率  $\omega$  和阻尼比  $\zeta$  的函数。由  $\Delta L$  的表达式可绘制误差曲线如图 2.2-70 所示。由图可知,  $\zeta$  的值越小, 在转折频率处的误差越大。

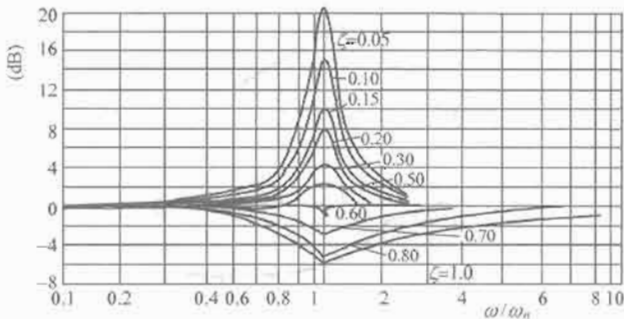


图 2.2-70 振荡环节的幅频特性的误差曲线

由振荡环节的相频特性

$$\angle G(j\omega) = -\arctan \frac{2\zeta\omega T}{1 - \omega^2 T^2} \quad (2.2-131)$$

可绘制对数相频特性曲线如图 2.2-71 所示。由于相频特性也是频率  $\omega$  和阻尼比  $\zeta$  的函数, 所以曲线形状随着  $\zeta$  取值的不同各异, 但都是在频率  $\omega = 1/T$  处通过  $-90^\circ$ , 且曲线在这点关于  $-90^\circ$  线斜对称。

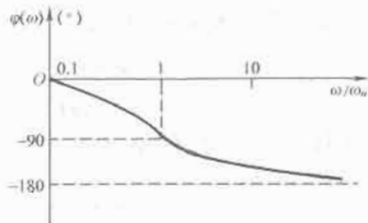


图 2.2-71 振荡环节的相频特性曲线

5) 一阶微分环节。由一阶微分环节的频率特性可求得对数幅频特性为

$$L(\omega) = 20 \lg \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}$$

与惯性环节的分析方法类似, 可得到在频率  $\omega < 1/\tau$  和  $\omega > 1/\tau$  两个频段内, 用两条直线来表示一阶微分环节的渐近对数幅频特性。在频率  $\omega < 1/\tau$  的频段内, 渐近特性是与 0dB 线重合的直线, 在  $\omega > 1/\tau$  的频段内, 是斜率为 +20dB/dec 的直线, 在转折频率  $1/\tau$  处, 精确幅频特性与渐

近频率特性之差为 3dB。

由一阶微分环节的相频特性  $\varphi(\omega) = \arctan \omega \tau$  可绘制出相频特性曲线, 相角变化范围是  $0^\circ \sim 90^\circ$ 。一阶微分环节的 Bode 图如图 2.2-72 所示。将图 2.2-72 与图 2.2-68 比较可以发现, 一阶微分环节的对数频率特性曲线与惯性环节的对数频率特性曲线关于横轴对称。

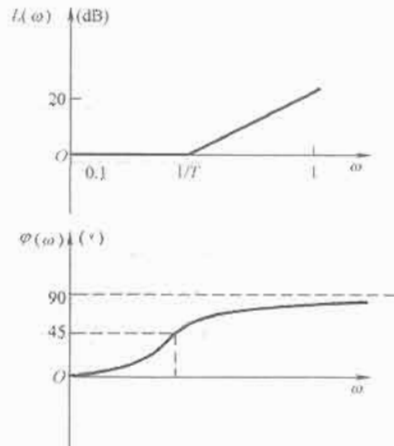


图 2.2-72 一阶微分环节的 Bode 图

6) 二阶微分环节。该环节的对数幅频特性和相频特性分别为

$$L(\omega) = 20 \lg \sqrt{(1 - \omega^2 \tau^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 \tau^2} \quad (2.2-132)$$

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{2\zeta\omega\tau}{1 - \omega^2 \tau^2} \quad (2.2-133)$$

二阶微分环节的 Bode 图可仿照振荡环节 Bode 图的绘制过程作出, 如图 2.2-73 所示。

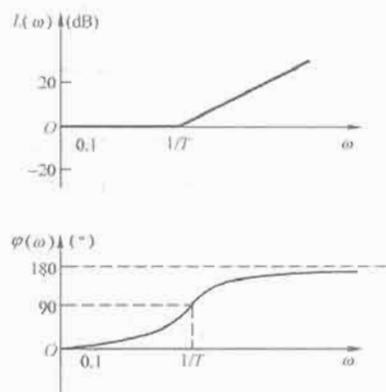


图 2.2-73 二阶微分环节的对数幅频特性曲线

将图 2.2-73 与图 2.2-69、图 2.2-71 比较可知, 二阶微分环节的对数频率特性与振荡环节的频率特性关于横轴互为镜像。

7) 不稳定环节。在典型环节幅相频率特性的讨论中, 以惯性环节和不稳定的惯性环节为例, 分析了它们频率特性的特点。下面以不稳定振荡环节为例, 说明不稳定环节对数频率特性曲线的特点, 并将它们与对应的稳定环节相比较。

不稳定振荡环节的频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{1}{T^2 (j\omega)^2 - j2\zeta\omega T + 1}$$

对数幅频特性为

$$L(\omega) = -20 \lg \sqrt{(1 - \omega^2 T^2)^2 + 4\zeta^2 \omega^2 T^2} \quad (2.2-134)$$

相频特性为

$$\begin{aligned}\varphi(\omega) &= - \left( -\arctan \frac{2\zeta\omega T}{1-\omega^2 T^2} \right) \\ &= \arctan \frac{2\zeta\omega T}{1-\omega^2 T^2} \quad \omega \leq 1/T \quad (2.2-135)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\varphi(\omega) &= - \left( -180^\circ + \arctan \frac{2\zeta\omega T}{\omega^2 T^2 - 1} \right) \\ &= 180^\circ - \arctan \frac{2\zeta\omega T}{\omega^2 T^2 - 1} \quad \omega \geq 1/T \quad (2.2-136)\end{aligned}$$

比较式(2.2-134)和式(2.2-135)可知,不稳定振荡环节的对数幅频特性与振荡环节相同,而它们的相频特性关于横轴对称。由式(2.2-135)和式(2.2-136)可知,不稳定振荡环节的相角变化范围是 $0^\circ \sim 180^\circ$ ,Bode图如图2.2-74所示。

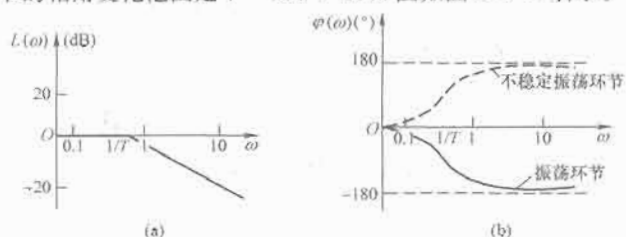


图 2.2-74 不稳定振荡环节的 Bode 图  
(a) 对数幅频特性; (b) 对数相频特性

(3) 开环系统的对数频率特性曲线。熟悉了典型环节的对数频率特性,可以采用渐近线的方法概略地绘制开环系统的近似对数频率特性曲线。

设开环系统由  $n$  个典型环节串联组成,这些环节的传递函数分别为  $G_1(s), G_2(s), \dots, G_n(s)$ ,则系统的开环传递函数为

$$G(s) = \prod_{i=1}^n G_i(s)$$

其对数幅频特性为

$$20\lg|G(j\omega)| = \sum_{i=1}^n 20\lg|G_i(j\omega)| \quad (2.2-137)$$

相频特性为

$$\angle G(j\omega) = \sum_{i=1}^n \angle G_i(j\omega) \quad (2.2-138)$$

式(2.2-137)和式(2.2-138)表明,由  $n$  个典型环节串联组成的开环系统的对数幅频特性曲线和对数相频特性曲线可由各典型环节相应的曲线叠加得到。

若已知控制系统的开环传递函数为

$$G(s)H(s) = \frac{4(1+0.5s)}{s(1+2s)[1+0.05s+(0.125s)^2]}$$

开环系统由比例、积分、惯性、一阶微分和振荡环节组成,对数幅频特性和对数相频特性分别为

$$\begin{aligned}L(\omega) &= L_1(\omega) + L_2(\omega) + L_3(\omega) + L_4(\omega) + L_5(\omega) \\ &= 20\lg 4 - 20\lg \omega - 20\lg \sqrt{1+(2\omega)^2} + 20\lg \sqrt{1+(0.5\omega)^2} - \\ &\quad 20\lg \sqrt{[1-(0.125\omega)^2]^2 + (0.05\omega)^2}\end{aligned}$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \varphi_3(\omega) + \varphi_4(\omega) + \varphi_5(\omega)$$

$$= 0^\circ - 90^\circ - \arctan 2\omega + \arctan 0.5\omega - \arctan \frac{0.05\omega}{1-(0.125\omega)^2}$$

开环系统有三个转折频率,分别是  $\omega_1 = 0.5$ ,  $\omega_2 = 2$ ,  $\omega_3 = 8$ ,首先分析在不同频率范围内  $L(\omega)$  的渐近特性。

① 在  $\omega \leq \omega_1$  的频率范围内,  $L_1$  和  $L_2$  为正值,  $L_3 = L_4 = L_5 = 0$ ,  $\omega = \omega_1$  时,  $L_1(\omega_1) = 12\text{dB}$ ,  $L_2(\omega_1) = 6\text{dB}$ ,  $L_2(\omega)$  的斜率为  $-20\text{dB/dec}$ ,故在  $\omega \leq \omega_1$  的频段内,  $L(\omega)$  是一条在  $\omega = \omega_1$  处幅值为  $18\text{dB}$ ,斜率为  $-20\text{dB/dec}$  的直线。

② 在  $\omega_1 < \omega < \omega_2$  的频率范围内,  $L_3(\omega) \neq 0$ ,斜率为  $-20\text{dB/dec}$ ,叠加后的  $L(\omega)$  是一条斜率为  $-40\text{dB/dec}$ ,在  $\omega_2$  处幅值为  $-6\text{dB}$  的直线。

③ 在  $\omega_2 < \omega < \omega_3$  的频率范围内,  $L_4(\omega) \neq 0$ ,其斜率为  $+20\text{dB/dec}$ ,因此叠加后的  $L(\omega)$  是一条斜率为  $-20\text{dB/dec}$ ,在频率  $\omega_3$  处幅值为  $-18\text{dB}$  的直线。

④ 在  $\omega > \omega_3$  的频率范围内,  $L_5(\omega)$  的斜率为  $-40\text{dB/dec}$ ,故  $L(\omega)$  的斜率为  $-60\text{dB/dec}$ 。

根据以上分析,画出  $L(\omega)$  的渐近特性如图 2.2-75(a) 所示。

对数相频特性曲线可分别将积分环节、惯性环节、微分环节和振荡环节的相频特性曲线画出,惯性环节和微分环节的相频曲线可根据表 2.2-2,确定几个点,再用曲线连起来即可,振荡环节的相频曲线可根据式(2.2-131)确定几点,再连接成光滑的曲线。将各环节的相频特性曲线叠加起来,就可得到开环系统的对数相频特性如图 2.2-75(b) 所示。

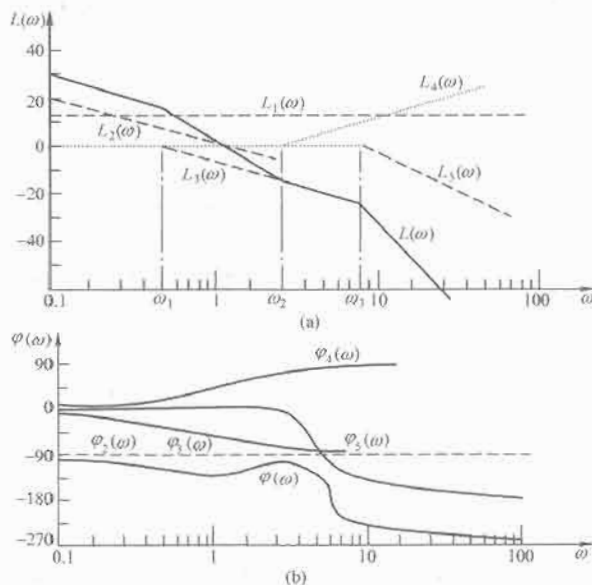


图 2.2-75

(a) 对数幅频特性图; (b) 对数相频特性图

当系统不含有不稳定环节时,系统的幅频特性曲线与相频特性曲线有一定的关系,当幅频特性曲线的负斜率加大时,相频特性曲线的负相角也增加,若  $\varphi(\omega)$  向正相角方向变化,则对应的幅频特性曲线也向斜率增加的方向变化。因此,用 Bode 图分析这类系统时,只需画出对数幅频特性曲线就可以了。 $L(\omega)$  的渐近线是由一些直线段组成的,直线由低频段向高频段延伸时,每经过一个转折频率,直线段的斜率就相应地改变一次。经过一个比例微分环节,转折频率增加  $20\text{dB/dec}$ ,经过一个惯性环节,转折频率增加  $-20\text{dB/dec}$ ,经过一个振荡环节,转折频率增加  $-40\text{dB/dec}$ ,按照这些规律,可以一次画成  $L(\omega)$  的渐近线。具体画法步骤是:

① 求出比例微分环节、惯性环节和振荡环节的转折频率,并将它们标在 Bode 图的  $\omega$  轴上。

② 确定  $L(\omega)$  渐近线起始段的斜率和位置。在  $L(\omega)$  的起始段,当  $\omega \rightarrow 0$  时,有

$$L(\omega) = 20\lg K - 20\lg |j\omega|^v$$



根据上式右端的第二项,可以确定渐近线起始段的斜率为 $-\nu \times 20\text{dB/dec}$ ,第一项确定了在 $\omega=1$ 时,渐近线起始段的高度为 $20\lg K$ 。因此,过 $\omega=1$ , $L(\omega)=20\lg K$ 这一点画一条斜率为 $-\nu \times 20\text{dB/dec}$ 的直线,该直线就是 $L(\omega)$ 渐近线的起始段。

③ 将起始段直线向高频段延伸,且每过一个转折频率,渐近线的斜率相应地改变一次,就可得到 $L(\omega)$ 的渐近线。

在画出渐近对数幅频特性曲线后,还应在转折频率附近加以修正,得到较为精确的曲线。

若系统的开环传递函数为

$$G(j\omega)H(j\omega) = \frac{10(1+j0.4\omega)}{j\omega(1+j\omega)(1+j0.2\omega)[1+j0.008\omega+(j0.04\omega)^2]}$$

① 确定有关环节的转折频率

惯性环节 1  $\omega_1=1\text{rad/s}$

微分环节  $\omega_2=1/0.4=2.5\text{rad/s}$

惯性环节 2  $\omega_3=1/0.2=5\text{rad/s}$

振荡环节  $\omega_4=1/0.04=25\text{rad/s}$

② 确定 $L(\omega)$ 起始段的高度及斜率。因为 $\nu=1$ ,渐近线起始段的斜率为 $-20\text{dB/dec}$ ,在 $\omega=1$ 时,起始线段的高度为 $20\lg 10=20\text{dB}$ 。过 $\omega=1$ 和 $L(\omega)=20\text{dB}$ 一点向低频段作斜率为 $-20\text{dB/dec}$ 的直线。

③ 将直线向高频段延伸。在 $\omega=1$ 时,斜率变为 $-40\text{dB/dec}$ ;在 $\omega=2.5$ 时,斜率应增加 $20\text{dB/dec}$ ,变为 $-20\text{dB/dec}$ ;在 $\omega=5$ 时,斜率改变为 $-40\text{dB/dec}$ ;在 $\omega=25$ 时,斜率变为 $-80\text{dB/dec}$ 。根据以上讨论,可作出渐近对数幅频特性曲线如图 2.2-76 中的折线所示。

④ 在各惯性环节和微分环节的转折频率处,渐近线与精确曲线的误差分别为 $-3\text{dB}$ 和 $+3\text{dB}$ ,应在转折频率附近加以修正,并与直线光滑连接。在振荡环节的转折频率附近也应加以修正,尤其是当 $\zeta$ 的值较小时,误差较大,应根据误差公式进行计算。本例中, $\zeta=0.1$ ,由式(2.2-127),在 $\omega=1/T=25$ 时,渐近线的误差为

$$\Delta L = -20\lg 2\zeta = -14\text{dB}$$

由于 $\zeta$ 值较小,所以在 $\omega=1/T$ 处折线的误差较大,故应在转折频率附近对渐近线加以修正,修正后的曲线如图 2.2-76 所示。

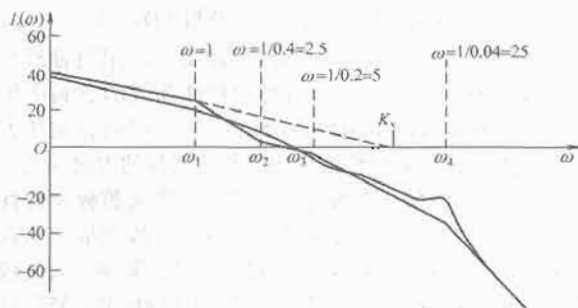


图 2.2-76 对数幅频特性曲线

### 4.3 闭环频率特性

系统的开环频率特性对分析系统的稳定性和稳定程度(即相对稳定性)具有十分重要的意义。但稳定性是系统能否正常工作的一个基本条件,为了研究自动控制系统的其他性能指标,仅知道系统的开环频率特性是不够的。为此有必要进一步研究系统的闭环频率特性。一般情况下,求解系统的

闭环频率特性十分复杂烦琐,在实际中通常采用图解法来求取系统的闭环频率特性。

#### 4.3.1 闭环频率特性的图形表示

(1) 向量作图法。如图 2.2-77 所示单位负反馈系统,其闭环频率特性为

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} \quad (2.2-139)$$

式中: $G(j\omega)$ 是系统的开环频率特性。

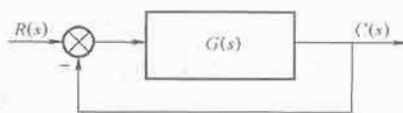


图 2.2-77 单位反馈系统结构图

设系统的开环频率特性如图 2.2-78 所示。由图可见,当 $\omega=\omega_1$ 时

$$G(j\omega) = \vec{OA} = |G(j\omega_1)| \angle G(j\omega_1) = |\vec{OA}| e^{j\theta}$$

$$1 + G(j\omega_1) = \vec{QA} = |\vec{QA}| \cdot e^{j\phi}$$

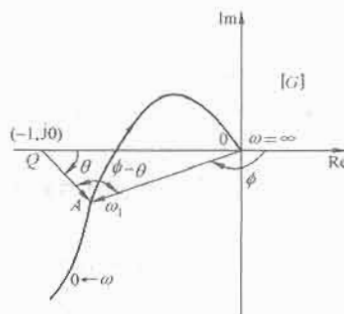


图 2.2-78 单位反馈系统的开环幅相曲线

由此得到 $\omega=\omega_1$ 时系统的闭环频率特性为

$$\frac{C(j\omega_1)}{R(j\omega_1)} = \frac{G(j\omega_1)}{1+G(j\omega_1)} = \frac{\vec{OA}}{\vec{QA}} e^{j(\phi-\theta)}$$

上式表明,当 $\omega=\omega_1$ 时,系统的闭环频率特性的幅值等于向量 $\vec{OA}$ 与 $\vec{QA}$ 的幅值之比,而闭环频率特性的相角等于向量 $\vec{OA}$ 与 $\vec{QA}$ 的相角之差。这样,逐点测出不同频率处对应向量的幅值和相角,便可绘制如图 2.2-79 所示的闭环幅频特性 $A(\omega)$ 和闭环相频特性 $\varphi(\omega)$ 。

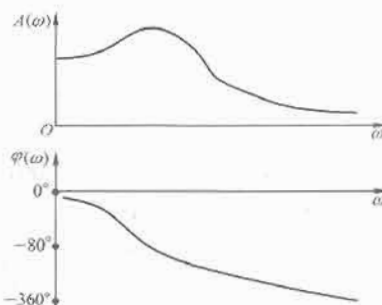


图 2.2-79 单位反馈系统的闭环频率特性图

虽然向量作图法说明了开环频率特性 $G(j\omega)$ 与闭环频率特性 $C(j\omega)/R(j\omega)$ 之间的几何关系,但由于需要逐点测量和作图,十分不便,因而在实际应用中很少采用。

(2) 等幅值轨迹与等相角轨迹。

1) 等 $M$ 圆图。由向量作图法和图 2.2-78 可以看出,对于 $G$ 平面上任一点 $A$ ,无论开环频率特性具有何种形式,在

该点的闭环幅值  $\left| \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} \right|$  是相同的。设单位反馈系统的开环频率特性为

$$G(j\omega) = U + jV$$

式中:  $U$ 、 $V$  分别是  $G(j\omega)$  的实部与虚部, 它们都是角频率  $\omega$  的实函数, 由此得到系统的闭环频率特性为

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} = \frac{U + jV}{1 + U + jV} \quad (2.2-140)$$

$$\text{令 } M = \left| \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} \right| = \frac{|U + jV|}{|1 + U + jV|}$$

$$\text{即 } M^2 = \frac{U^2 + V^2}{(1 + U)^2 + V^2}$$

由此得到

$$(M^2 - 1)U^2 + 2M^2U + (M^2 - 1)V^2 + M^2 = 0 \quad (2.2-141)$$

若  $M=1$ , 则  $U=-1/2$ , 这是在  $G$  平面上过点  $(-1/2, j0)$  且平行于虚轴的直线方程, 即  $U=-1/2$  是  $M=1$  在  $G$  平面上的等幅值轨迹。

若  $M \neq 1$ , 则式(2.2-141)可写成

$$U^2 + 2 \frac{M^2}{M^2 - 1} U + V^2 = - \frac{M^2}{M^2 - 1}$$

$$\text{即 } \left( U + \frac{M^2}{M^2 - 1} \right)^2 + V^2 = \frac{M^2}{(M^2 - 1)^2} \quad (2.2-142)$$

这是一个标准圆方程, 圆心坐标  $(-M^2/M^2 - 1, j0)$ , 半径是  $|M/M^2 - 1|$ 。

当  $M > 1$  时, 圆的半径  $|M/M^2 - 1|$  随  $M$  值的增加而减小, 圆心位于负实轴上  $(-1, j0)$  点左侧且收敛于  $(-1, j0)$  点; 当  $M < 1$  时, 圆的半径  $|M/M^2 - 1|$  随  $M$  值的增加而增大, 圆心位于正实轴上且收敛于  $(0, j0)$  点。

上述分析表明, 闭环频率特性的幅值  $M$  在  $G$  平面上满足由式(2.2-142)规定的圆(当  $M=1$  时, 可看成是半径为无穷大且圆心位于实轴上无穷远的特殊圆), 当  $M$  为一定值时, 圆的半径及圆心位置便被确定, 由不同的  $M$  值在  $G$  平面上构成的这簇圆叫做等  $M$  圆或等幅值轨迹。由图 2.2-80 可看出, 等  $M$  圆在  $G$  平面上是以实轴为对称的, 它们的圆心均在实轴上。当  $M=1$  时, 它是一条过  $(-1/2, j0)$  点且平行于虚轴的直线(无穷大圆弧); 当  $M > 1$  时, 等  $M$  圆簇均位于直线  $U=-1/2$  的左侧, 且圆心由负实轴  $(-1, j0)$  点左侧收敛于  $(-1, j0)$  点。

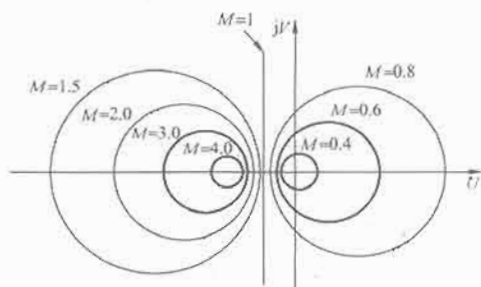


图 2.2-80 等  $M$  圆图

在工程实践中, 应用等  $M$  圆求取闭环幅频特性时, 需先在透明纸上绘制出标准等  $M$  圆簇, 然后按相同的比例尺在白纸上绘制出给定的开环频率特性  $G(j\omega)$ , 将绘制有标准等  $M$  圆簇的透明纸放在开环频率特性图上, 并将它们的坐标重合, 根据  $G(j\omega)$  曲线与等  $M$  圆簇的交点得到对应的  $M$  值和  $\omega$  值, 便可绘制出闭环幅频特性  $A(\omega)$  (见图

2.2-81 和图 2.2-82)。

用等  $M$  圆求取闭环幅频特性不仅简单方便, 而且还可以在  $G$  平面上直接看到当开环频率特性曲线  $G(j\omega)$  的形状发生变化时, 闭环幅频特性  $A(\omega)$  出现的相应变化, 以及这些变化的趋势。由图 2.2-81 和图 2.2-82 还可看出, 与  $G(j\omega)$  曲线相切的圆所表示的  $M$  值就是闭环幅频特性的最大值, 如果切点的  $M$  值大于 1, 则切点处的  $M$  值就是谐振峰值  $M_r$ , 对应的频率值就是谐振频率  $\omega_r$ 。谐振峰值  $M_r$  和谐振频率  $\omega_r$  是闭环幅频特性的两个重要特征量。它们与闭环系统的控制性能密切相关。

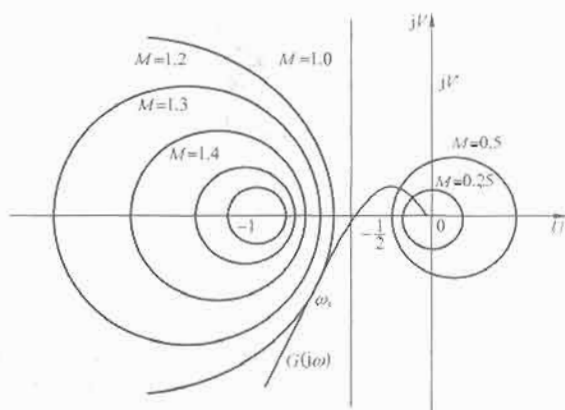


图 2.2-81 利用等  $M$  圆求取  $A(\omega)$

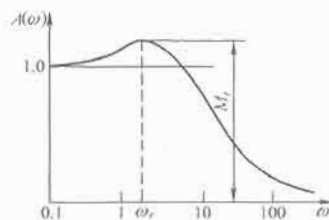


图 2.2-82 控制系统闭环幅频特性图

2) 等  $N$  圆图。用类似等  $M$  圆图的求取方法可分析系统的闭环相频特性  $\theta(\omega)$  及其在  $G$  平面上的图形。

用  $\theta$  表示闭环频率特性的相角, 由式(2.2-140)有

$$\theta = \angle \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \arctan \frac{V}{U} - \arctan \frac{V}{1+U}$$

$$\text{即 } \theta = \arctan \left[ \frac{V/U - V/(1+U)}{1 + V/U \cdot V/(1+U)} \right]$$

$$\text{化简后有 } \tan \theta = \frac{V}{U^2 + U + V^2}$$

$$\text{令 } N = \tan \theta$$

$$\text{则有 } N = \frac{V}{U^2 + U + V^2}$$

整理后得到

$$\left( U + \frac{1}{2} \right)^2 + \left( V - \frac{1}{2N} \right)^2 = \frac{1}{4} + \left( \frac{1}{2N} \right)^2 \quad (2.2-143)$$

这也是一个标准圆方程, 圆心坐标是  $(-1/2, j1/2N)$ , 半径为  $\sqrt{\frac{1}{4} + \left( \frac{1}{2N} \right)^2}$ 。当  $N$  或  $\theta$  ( $N = \tan \theta$ ) 为一定值时, 它在  $G$  平面上是一个圆, 改变  $N$  或  $\theta$  的大小, 它们在  $G$  平面上就构成了如图 2.2-83 所示的一簇圆, 这簇圆的圆心都

在虚轴左侧距虚轴距离为  $1/2$  且平行于虚轴的直线上, 我们称这簇圆为等  $N$  圆或等相角轨迹。

由图 2.2-83 可看出, 不管  $N$  值的大小如何, 当  $U=V=0$  及  $U=-1, V=0$  时, 方程(2.2-143)总是成立的。这说明, 等  $N$  圆簇中每个圆都将通过点  $(-1, j0)$  和坐标原点  $(0, j0)$ 。

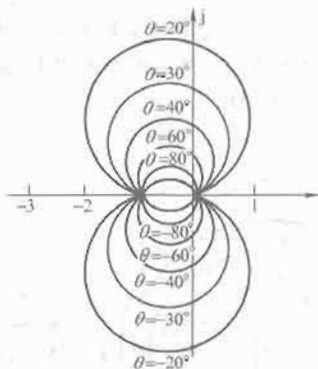


图 2.2-83 等  $N$  圆图

由图 2.2-83 还可看出, 对于给定的  $\theta$  值对应的等  $N$  圆轨迹, 实际上并不是一个完整的圆, 而只是一段圆弧, 这是因为一个角度加上  $\pm 180^\circ$  (或  $\pm 180^\circ$  的倍数) 其正切值相等的缘故。例如  $\theta=30^\circ$  和  $\theta=210^\circ$  (或  $-150^\circ$ ) 的  $N$  值均为  $\sqrt{3}/3$ , 它们在  $G$  平面上是属于同一个圆上的一段圆弧。等  $N$  圆以实轴为对称轴, 也对称于直线  $U=-1/2$ 。

应当指出, 由于等  $N$  圆是多值的, 即同一个  $N$  值有无穷多个  $\theta$  值与之对应, 这些  $\theta$  值是  $\theta=\theta_0 \pm n \times 180^\circ$  ( $n=0, 1, 2, \dots$ ), 它们都满足正切条件  $N = \tan \theta$ 。因此, 用等  $N$  圆来确定闭环系统的相角时, 必须确定适当的  $\theta$  值。为此, 应该从对应于  $\theta=0^\circ$  的零频率开始, 逐渐增加频率直到高频, 所得到的闭环相频曲线应该是连续的。

利用等  $N$  圆和开环频率特性曲线  $G(j\omega)$  求取闭环相频特性  $\theta(\omega)$  与用等  $M$  圆图和开环频率特性曲线  $G(j\omega)$  求取闭环幅频特性  $A(\omega)$  的方法完全相同, 这里不再赘述。图 2.2-84(a)和(b)是用等  $N$  圆和开环频率特性曲线  $G(j\omega)$  求取闭环相频特性  $\theta(\omega)$  的一个示例。

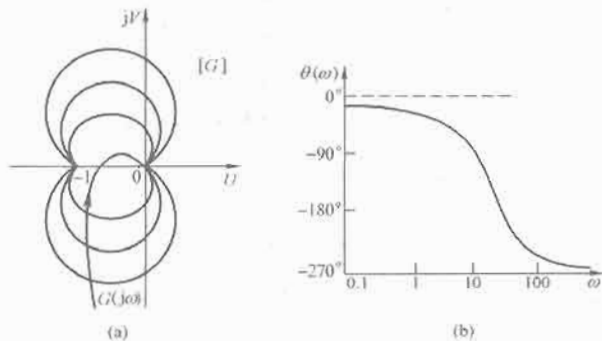


图 2.2-84 等  $N$  圆和闭环相频特性

(a) 利用等  $N$  圆求  $\theta(\omega)$ ; (b) 闭环系统相频特性

3) 尼柯尔斯图线。将单位反馈系统的开环频率特性和闭环频率特性表示成复指数的形式

$$G(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.2-144)$$

$$\Phi(j\omega) = M(\omega)e^{j\theta(\omega)} = \frac{A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}}{1 + A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}} \quad (2.2-145)$$

将式(2.2-145)写成

$$Me^{j(\theta-\varphi)} + MAe^{j\varphi} = A \quad (2.2-146)$$

运用欧拉公式展开, 得

$$M[\cos(\alpha-\varphi) + A\cos\alpha] + jM[\sin(\alpha-\varphi) + A\sin\alpha] = A$$

令方程两端虚部相等, 有

$$20\lg A = 20\lg \frac{\sin(\varphi-\alpha)}{\sin\alpha} \quad (2.2-147)$$

取  $\alpha$  为一常数, 得到  $20\lg A$  和  $\varphi$  的单值函数。令  $\varphi$  从  $0^\circ \sim -360^\circ$  变化, 则在  $20\lg A - \varphi$  平面可得到一条相应  $\alpha$  值的曲线, 若改变  $\alpha$  的值, 又可得到另一条曲线。这样,  $\alpha$  取不同的值, 就可得到一簇等  $\alpha$  曲线。当  $20\lg A \ll 0$  时, 有  $\varphi \approx \alpha$ , 所以, 等  $\alpha$  曲线在  $20\lg A \ll 0$  时, 是以横轴为渐近线的。

由式(2.2-146)可得

$$Me^{j\alpha} = \left( \frac{e^{-j\varphi}}{A} + 1 \right)^{-1}$$

由欧拉公式有

$$Me^{j\alpha} = \left( \frac{\cos\varphi}{A} - j\frac{\sin\varphi}{A} + 1 \right)^{-1}$$

闭环幅值为

$$M = \left( 1 + \frac{1}{A^2} + \frac{2\cos\varphi}{A} \right)^{-1/2}$$

由此可得到关于  $A$  的二次方程

$$A^2 - 2A \frac{M^2}{1-M^2} \cos\varphi - \frac{M^2}{1-M^2} = 0$$

解得

$$A = \frac{\cos\varphi \pm \sqrt{\cos^2\varphi + M^2 - 1}}{M^2 - 1}$$

$$20\lg A = 20\lg \frac{\cos\varphi \pm \sqrt{\cos^2\varphi + M^2 - 1}}{M^2 - 1} \quad (2.2-148)$$

取  $M$  为常数,  $\varphi$  从  $0^\circ \sim -360^\circ$  变化, 计算出对应的  $20\lg A$ , 可在  $20\lg A - \varphi$  平面得到一条等  $M$  线。取不同的  $M$  值, 就可得到等  $M$  线簇。等  $M$  线簇和等  $\alpha$  线簇构成了尼柯尔斯图线, 如图 2.2-85 所示。等  $M$  线和等  $\alpha$  线都关于  $-180^\circ$  线轴对称。

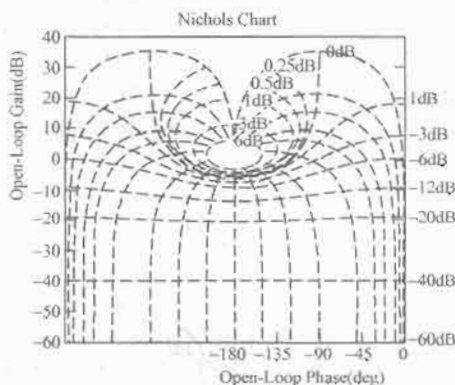


图 2.2-85 尼柯尔斯图线

根据尼柯尔斯图线, 可由单位反馈系统的开环频率特性求取闭环频率特性。方法是系统的开环对数幅频特性和相频特性画在以  $20\lg A$  为纵坐标, 以  $\varphi$  为横坐标的平面上, 即作出开环对数幅相频率特性, 然后叠加在相同比例尺的尼柯尔斯图线上, 就可得到开环对数幅相频率特性曲线与尼柯尔斯图线的交点, 进一步可作出闭环系统的对数幅频特性和相频特性。

#### 4.3.2 非单位反馈系统的闭环频率特性

如图 2.2-86 所示的非单位反馈系统, 其闭环频率特

性为

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)H(j\omega)}$$

上式可写成

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{G(j\omega)H(j\omega)}{1 + G(j\omega)H(j\omega)} \cdot \frac{1}{H(j\omega)} = \frac{C_1(j\omega)}{R(j\omega)} \cdot \frac{1}{H(j\omega)} \quad (2.2-149)$$

式(2.2-149)表示系统的框图如图 2.2-86(b)所示,它是图 2.2-86(a)的等效框图。

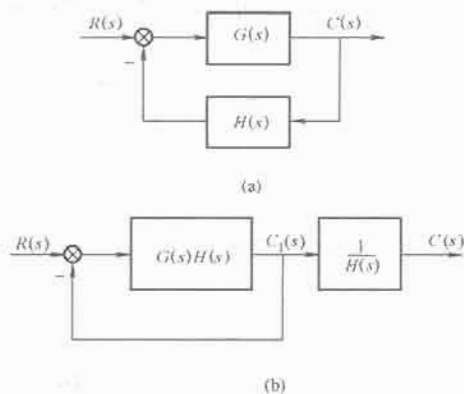


图 2.2-86 非单位反馈系统框图及等效框图

(a) 非单位反馈系统框图; (b) 非单位反馈系统等效框图

由式(2.2-149)得到非单位反馈系统的闭环幅频特性和相频特性分别为

$$\left| \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} \right| = \left| \frac{C_1(j\omega)}{R(j\omega)} \right| \cdot \frac{1}{|H(j\omega)|}$$

或

$$20 \lg \left| \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} \right| = 20 \lg \left| \frac{C_1(j\omega)}{R(j\omega)} \right| - 20 \lg |H(j\omega)| \text{ dB} \quad (2.2-150)$$

$$\angle \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \angle \frac{C_1(j\omega)}{R(j\omega)} - \angle H(j\omega) \quad (2.2-151)$$

式(2.2-150)说明,非单位反馈系统的对数闭环幅频特性等于由  $G(j\omega)H(j\omega)$  为前向通道的单位反馈系统的对数闭环幅频特性减去反馈通道  $H(j\omega)$  的对数幅频特性得到的差。式(2.2-151)说明,非单位反馈系统的闭环相频特性等于由  $G(j\omega)H(j\omega)$  为前向通道的单位反馈系统闭环相频特性与  $H(j\omega)$  的相频特性的差。这样我们就可以利用等 M 圆图和等 N 圆图先求出以  $G(j\omega)H(j\omega)$  为前向通道的单位反馈系统的闭环对数幅频特性和闭环相频特性,再分别减去反馈通道  $H(j\omega)$  的对数幅频特性和相频特性,便可得到非单位反馈系统的闭环对数幅频特性和闭环相频特性。

#### 4.3.3 闭环频率特性指标

典型闭环幅频特性如图 2.2-87 所示,特性曲线随着频率  $\omega$  变化的特征可用下述一些特征量加以概括。

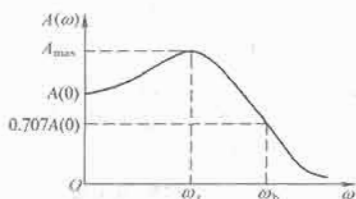


图 2.2-87 典型闭环幅频特性

(1) 闭环幅频特性的零频值  $A(0)$ 。

(2) 谐振频率  $\omega_r$  和谐振峰值  $M_r = A_{\max}/A(0)$ 。

(3) 带宽频率  $\omega_b$  和系统带宽  $(0 \sim \omega_b)$ 。

#### 4.3.4 频域指标与时域指标的关系

频域响应和时域响应都是描述控制系统固有特性的方法,因此两者之间必然存在某种内在联系,这种联系通常体现在控制系统频率特性的某些特征量与时域性能指标之间的关系上。

(1) 闭环幅频特性零频值  $A(0)$  与系统无差度  $v$  之间的关系。单位反馈系统的开环传递函数可写成下列形式

$$G(s) = \frac{K \prod_{j=1}^m (\tau_j s + 1)}{s^v \prod_{i=1}^{n-v} (T_i s + 1)}$$

令

$$G_0(s) = \frac{\prod_{j=1}^m (\tau_j s + 1)}{\prod_{i=1}^{n-v} (T_i s + 1)}$$

则

$$G(s) = \frac{KG_0(s)}{s^v} \quad (2.2-152)$$

式中:  $K$  为系统的开环放大系数;  $v$  为系统的无差度,即开环传递函数  $G(s)$  中积分环节的重数;  $G_0(s)$  为开环传递函数  $G(s)$  中除开环放大系数  $K$  和积分项  $1/s^v$  以外的表达式,它满足  $\lim_{s \rightarrow 0} G_0(s) = 1$ 。

用  $s = j\omega$  代入式(2.2-152)得到系统的开环频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{KG_0(j\omega)}{(j\omega)^v}$$

对于单位反馈系统,闭环频率特性为

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \quad (2.2-153)$$

即

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{K \frac{G_0(j\omega)}{(j\omega)^v}}{1 + K \frac{G_0(j\omega)}{(j\omega)^v}} = \frac{KG_0(j\omega)}{(j\omega)^v + KG_0(j\omega)} \quad (2.2-154)$$

由此得到系统闭环幅频特性的零频值是

$$A(0) = \lim_{\omega \rightarrow 0} \left| \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} \right| = \lim_{\omega \rightarrow 0} \left| \frac{KG_0(j\omega)}{(j\omega)^v + KG_0(j\omega)} \right| \quad (2.2-155)$$

其中,  $\lim_{\omega \rightarrow 0} G_0(j\omega) = 1$ 。

当系统无差度  $v > 0$  时,由式(2.2-155)得

$$A(0) = 1$$

当系统无差度  $v = 0$  时,由式(2.2-155)得

$$A(0) = \frac{K}{1 + K} < 1 \quad (2.2-156)$$

综上所述,对于无差度  $v \geq 1$  的无差度系统,闭环幅频特性的零频值  $A(0) = 1$ ;而对于无差度  $v = 0$  的有关系统,闭环幅频特性的零频值  $A(0) < 1$ 。式(2.2-156)说明,系统开环放大系数  $K$  越大,闭环幅频特性的零频值  $A(0)$  愈接近 1,有差系统的稳态误差将愈小。

(2) 谐振峰值  $M_r$  与系统超调量  $\sigma_p$  的关系。单位反馈二

阶系统的开环传递函数的标准形式为

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s + 2\zeta\omega_n)}$$

其对应的闭环频率特性为

$$\frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \quad (2.2-157)$$

由式(2.2-108)可知,二阶系统的相对谐振峰值  $M_r$  与阻尼比  $\zeta$  之间的关系为

$$M_r = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (\zeta \leq 1/\sqrt{2}) \quad (2.2-158)$$

$$\text{或} \quad \zeta = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{1 - \frac{1}{M_r^2}}}{2}} \quad (M_r \geq 1) \quad (2.2-159)$$

对于二阶系统,系统的超调量  $\sigma_p$  为

$$\sigma_p = e^{-\frac{\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \times 100\% \quad (2.2-160)$$

将式(2.2-159)代入式(2.2-160)便可得到二阶系统的相对谐振峰值  $M_r$  与系统超调量  $\sigma_p$  之间的关系为

$$\sigma_p = e^{-\frac{\pi}{\sqrt{M_r^2 - 1}}} \times 100\% \quad (M_r \geq 1) \quad (2.2-161)$$

图 2.2-88 是由式(2.2-161)得到的关系曲线,由图可见二阶系统的相对谐振峰值  $M_r = 1.2 \sim 1.5$  时,对应的系统超调量  $\sigma_p = 20\% \sim 30\%$ ,这时系统可以获得较为满意的过渡过程。如果  $M_r > 2$ ,则系统的超调量  $\sigma_p$  将超过 40%。

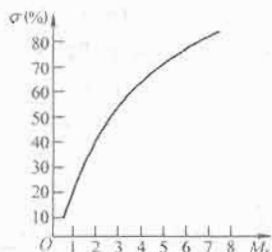


图 2.2-88 超调量与谐振峰值的关系曲线

(3) 谐振频率  $\omega_r$  及系统带宽与时域性能指标的关系。由式(2.2-107)知,二阶系统的谐振频率  $\omega_r$  与无阻尼自然振荡频率  $\omega_n$  和阻尼比  $\zeta$  之间的关系为

$$\omega_r = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta^2} \quad (0 < \zeta < 1/\sqrt{2}) \quad (2.2-162)$$

由

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.2-163)$$

$$t_s = \frac{1}{\zeta\omega_n} \ln \frac{1}{0.05 \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.2-164)$$

得到

$$\begin{cases} \omega_r t_p = \pi \sqrt{\frac{1 - 2\zeta^2}{1 - \zeta^2}} \\ \omega_r t_s = \frac{1}{\zeta} \sqrt{1 - 2\zeta^2} \ln \frac{1}{0.05 \sqrt{1 - \zeta^2}} \end{cases} \quad (2.2-165)$$

式(2.2-165)说明,对于给定的阻尼比  $\zeta$ ,二阶系统的峰值时间  $t_p$  和过渡过程时间  $t_s$  均与系统的谐振频率  $\omega_r$  成反比。即谐振频率  $\omega_r$  愈高,系统的反应速度愈快;反之,则系统的反应速度愈慢。所以系统的谐振频率  $\omega_r$  是表征系统响应速度的量。

如图 2.2-87 所示,系统的带宽是指系统的幅频特性

$A(\omega)$  由频率为零的零频值  $A(0)$  变化到  $1/\sqrt{2}A(0)$  时所对应的带宽频率  $\omega_b$  的频率变化范围,即  $0 \leq \omega \leq \omega_b$ 。二阶系统的带宽频率可由下式求出

$$\left| \frac{\omega_n^2}{(j\omega)^2 + 2\zeta\omega_n(j\omega) + \omega_n^2} \right|_{\omega=\omega_b} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

由此得到带宽频率  $\omega_b$  与无阻尼自然振荡频率  $\omega_n$  及阻尼比  $\zeta$  的关系为

$$\omega_b = \omega_n \sqrt{(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4}} \quad (2.2-166)$$

将式(2.2-166)等号两边分别乘以式(2.2-163)和式(2.2-164)等号两边得到

$$\omega_b t_p = \pi \sqrt{\frac{(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4}}{1 - \zeta^2}} \quad (2.2-167)$$

和

$$\omega_b t_s = \frac{1}{\zeta} \sqrt{(1 - 2\zeta^2) + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4}} \times \ln \frac{1}{0.05 \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.2-168)$$

式(2.2-167)和式(2.2-168)说明,对于给定的阻尼比  $\zeta$ ,二阶系统的带宽频率  $\omega_b$  与峰值时间  $t_p$  和过渡过程时间  $t_s$  也是成反比的。带宽频率  $\omega_b$  越大,系统的响应速度越快。所以,由带宽频率  $\omega_b$  决定的系统带宽也是表征系统响应速度的特征量,一般来说,频带宽的系统有利于提高系统的响应速度,但同时它又容易引入高频噪声,故从抑制噪声的角度来看,系统带宽又不宜过大。因此在设计控制系统时,要恰当处理好这个矛盾,在全面衡量系统性能指标的基础上,选择适当的频带宽度。

(4) 相角裕度  $\gamma$  与阻尼比  $\zeta$  的关系。二阶系统的开环频率特性为

$$G(j\omega) = \frac{\omega_n^2}{j\omega(j\omega + 2\zeta\omega_n)}$$

由于系统的幅值穿越频率(又称剪切频率)  $\omega_c$  满足  $|G(j\omega_c)| = 1$ ,因此

$$\frac{\omega_n^2}{\omega_c \sqrt{\omega_c^2 + 4\zeta^2\omega_n^2}} = 1$$

即

$$\omega_c^4 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega_c^2 - \omega_n^4 = 0$$

由此得到

$$\left(\frac{\omega_c}{\omega_n}\right)^2 = \sqrt{4\zeta^4 + 1} - 2\zeta^2 \quad (2.2-169)$$

二阶系统的相角裕度是

$$\begin{aligned} \gamma &= 180^\circ - 90^\circ - \arctan\left(\frac{\omega_n}{2\zeta\omega_n}\right) \\ &= \arctan\left(\frac{2\zeta\omega_n}{\omega_c}\right) \end{aligned} \quad (2.2-170)$$

将式(2.2-169)代入式(2.2-170)得到

$$\gamma = \arctan \frac{2\zeta}{\sqrt{4\zeta^2 + 1} - 2\zeta^2} \quad (2.2-171)$$

二阶欠阻尼系统的相角裕度  $\gamma$  与阻尼比  $\zeta$  之间的关系曲线如图 2.2-89 所示。由图 2.2-89 可以看出,在阻尼比  $\zeta \leq 0.7$  的范围内,它们之间的关系可近似地用一条直线表示,即

$$\zeta \approx 0.01\gamma \quad (2.2-172)$$

上式表明,选择  $30^\circ \sim 60^\circ$  的相角裕度时,对应的系统阻尼比约为 0.3~0.6。



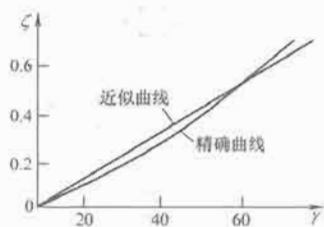


图 2.2-89 相角裕度与阻尼比

(5)  $M_r$  与  $\gamma$  的关系。单位反馈系统的闭环频率特性可写为

$$\Phi(j\omega) = M(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$$

开环频率特性为

$$G(j\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)}$$

其中开环相频特性可表示为

$$\varphi(j\omega) = -180^\circ + \gamma_d$$

式中： $\gamma_d$  表示不同频率时相角对  $-180^\circ$  的角偏移。则当  $\omega = \omega_c$ ， $\gamma_d = \gamma$ 。因此，开环频率特性可写为

$$G(j\omega) = A(\omega)e^{-j(180^\circ - \gamma_d)} = A(\omega)(-\cos\gamma_d - j\sin\gamma_d)$$

则闭环幅频特性为

$$M(\omega) = \left| \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \right| = \frac{A(\omega)}{|1 - A(\omega)\cos\gamma_d - jA(\omega)\sin\gamma_d|}$$

$$= \frac{A(\omega)}{\sqrt{1 - 2A(\omega)\cos\gamma_d + A^2(\omega)}} \quad (2.2-173)$$

一般  $M(\omega)$  极大值发生在剪切频率  $\omega_c$  附近，且在极大值附近， $\gamma_d$  变化较小，所以有

$$\cos\gamma_d \approx \cos\gamma = \text{常数} \quad (2.2-174)$$

令

$$\frac{dM(\omega)}{dA(\omega)} = 0$$

得

$$A(\omega) = \frac{1}{\cos\gamma_d} \approx \frac{1}{\cos\gamma} \quad (2.2-175)$$

将式(2.2-175)代入式(2.2-173)，得

$$M_r \approx \frac{1}{\sin\gamma} \quad (2.2-176)$$

式(2.2-176)表明了  $M_r$  与  $\gamma$  的近似关系， $\gamma$  值较小时，此式的准确度较高。式(2.2-175)中的  $A(\omega)$  是当闭环系统的幅频特性出现谐振峰值时的开环幅值，其值大于 1，当  $\omega = \omega_c$  时， $A(\omega) = 1$ 。频率越靠近  $\omega_c$ ，关系式(2.2-175)的近似程度越高。

(6) 高阶系统的频域响应和时域响应。

控制系统的频域和时域响应可由傅立叶积分进行变换，即

$$C(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} \cdot R(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2.2-177)$$

式中： $C(t)$  为系统的被控信号； $C(j\omega)/R(j\omega)$  和  $R(j\omega)$  分别是系统的闭环频率特性和控制信号的频率特性。

一般情况下，直接应用式(2.2-177)求解高阶系统的时域响应是很困难的。对于具有一对主导极点的高阶系统，可用等效的二阶系统来近似进行分析。实践证明，只要满足主导极点的条件，分析的结果是令人满意的。若高阶系统不存在主导极点，则可采用以下两个近似估算公式来得到频域指标和时域指标的关系。

$$\sigma = 0.16 + 0.4 \left( \frac{1}{\sin\gamma} - 1 \right) \quad 35^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ \quad (2.2-178)$$

$$t_s = \frac{K_0 \pi}{\omega_c} \quad (2.2-179)$$

其中

$$K_0 = 2 + 1.5 \left( \frac{1}{\sin\gamma} - 1 \right) + 2.5 \left( \frac{1}{\sin\gamma} - 1 \right)^2$$

$$35^\circ \leq \gamma \leq 90^\circ$$

一般，高阶系统实际的性能指标比用近似公式估算的指标要好，因此，采用近似式(2.2-178)和式(2.2-179)对系统进行初步设计，可以保证实际系统满足要求且有一定的余量。

## 5 采样控制系统的数学模型

线性控制系统中，若有任一环节出现采样开关或数字信号，则系统称为线性离散控制系统。分析离散系统可以采用  $z$  变换法， $z$  变换法和线性定常离散系统的关系，与拉氏变换法和线性定常连续系统的关系类似；采样系统是将连续系统通过采样变为离散的系统，脉冲传递函数是和连续系统的传递函数相对应的概念。因此， $z$  变换法和脉冲传递函数法是分析单输入单输出线性定常采样系统的有力工具。

### 5.1 采样过程及其信号恢复

#### 5.1.1 采样过程及其数学描述

采样控制系统中存在一个将连续信号变为断续信号的过程，将连续信号变为断续信号的过程称为采样过程，实现这个采样过程的装置称为采样装置。采样装置可以简单地看作是一个采样开关，隔一段时间开关闭合一次再断开。连续信号经采样后成为断续的脉冲序列信号，即采样信号，用  $e^*(t)$  来表示，如图 2.2-90 所示。每隔一个固定时间  $T$ ，采样开关闭合一次所实现的采样过程称为均匀采样过程。如果采样开关闭合断开过程是随机的，称为随机采样过程。

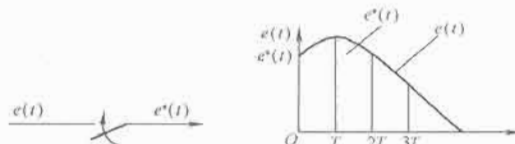


图 2.2-90 采样过程

为了分析的需要，必须建立断续信号的数学描述。为此，对采样装置做如下几点假定：采样装置是理想的采样装置，即其开关动作能在瞬间完成；采样装置闭合的时间  $\tau$  远远小于采样周期  $T$ ；采样周期  $T$  为常数。在上述假定下，引进单位脉冲序列函数  $\delta_r(t)$ ，即

$$\delta_r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) \quad (2.2-180)$$

如图 2.2-91 所示。



图 2.2-91 单位脉冲序列函数

对于一个实际的采样控制系统，总有一个工作的起始时

间,假定当  $t < 0$  时,  $e(t) = 0$ ,可将断续信号描述为

$$\begin{aligned} e^*(t) &= e(t) \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) \delta(t - kT) \end{aligned} \quad (2.2-181)$$

式中:  $e(kT) = e(t)|_{t=kT} (k=0, 1, 2, \dots)$  为采样瞬间的值。

用  $E^*(s)$  表示  $e^*(t)$  的拉氏变换,对式(2.2-181)两边取拉氏变换

$$\begin{aligned} E^*(s) &= L[e^*(t)] = L\left[\sum_{k=0}^{\infty} e(kT) \delta(t - kT)\right] \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) L[\delta(t - kT)] \end{aligned} \quad (2.2-182)$$

根据拉氏变换的实位移定理,采样信号的拉氏变换

$$E^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) e^{-kTs} \quad (2.2-183)$$

由式(2.2-183)可以看出,  $e^*(t)$  的拉氏变换式  $E^*(s)$  不是  $s$  的多项式,而是  $s$  的超越函数。式(2.2-183)还可以写成级数和的形式

$$\begin{aligned} E^*(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) e^{-kTs} = e(0T) + e(T) e^{-Ts} + \\ &\quad e(2T) e^{-2Ts} + \dots + e(kT) e^{-kTs} + \dots \end{aligned} \quad (2.2-184)$$

由上式可以将  $E^*(s)$  与离散时域信号  $e^*(kT)$  联系起来,可以直接看出  $e^*(t)$  的时间响应。由于  $e^*(t)$  仅描述了  $e(t)$  在采样时刻的值,所以,  $E^*(s)$  不可能给出  $e(t)$  在两个采样时刻之间的任何信息。

设  $e(t) = 1(t)$ ,由式(2.2-184)可知  $e^*(t)$  的拉氏变换为

$$\begin{aligned} E^*(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) e^{-kTs} \\ &= 1 + e^{-Ts} + e^{-2Ts} + \dots \\ &= \frac{1}{1 - e^{-Ts}} \quad |e^{-Ts}| < 1 \end{aligned}$$

设  $e(t) = e^{-at}, t \geq 0, a$  为常数,则  $e^*(t)$  的拉氏变换为

$$\begin{aligned} E^*(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} e(kT) e^{-kTs} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} e^{-akT} e^{-kTs} = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-kT(a+s)} \times \\ &\quad [e^{-T(a+s)} < 1] \\ &= \frac{1}{1 - e^{-T(a+s)}} = \frac{e^{-Ts}}{e^{-Ts} - e^{-aT}} \end{aligned}$$

### 5.1.2 采样信号的频谱分析

因为单位脉冲序列是周期为  $T$  的周期函数,所以可以将其展开成傅立叶级数

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_k e^{jk\omega_s t} \quad (2.2-185)$$

其中,  $\omega_s = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f_s, f_s$  为采样频率,  $T$  为采样周期,  $C_k$  为傅氏级数系数,因为  $\delta(t)$  在  $t \neq 0$  时均为 0, 所以有

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \delta(t) e^{-jk\omega_s t} dt = \frac{1}{T} \int_0^+ \delta(t) dt = \frac{1}{T}$$

$$\begin{aligned} e^*(t) &= e(t) \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \\ &= e(t) \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{jk\omega_s t} \\ &= \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} e(t) e^{jk\omega_s t} \end{aligned} \quad (2.2-186)$$

式(2.2-186)表明了采样开关前后的信号关系。对该式取拉氏变换有

$$E^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} L[e(t) e^{jk\omega_s t}] = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} E(s - jk\omega_s) \quad (2.2-187)$$

式(2.2-187)中  $E(s)$  是  $e(t)$  的拉氏变换,  $E^*(s)$  是  $e^*(t)$  的拉氏变换,它表达了采样开关前后信号的拉氏变换  $E(s)$  和  $E^*(s)$  之间的关系。 $E^*(s)$  是  $s$  的周期函数。若  $s_j$  是  $E(s)$  的极点的话,那么  $(s_j - jk\omega_s)$  都是  $E^*(s)$  的极点,也就是说  $E^*(s)$  的极点有无穷多个,这一点与连续函数是不同的。

如果令式(2.2-187)中的  $s = j\omega$ , 则有

$$E^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} E(j\omega - jk\omega_s) \quad (2.2-188)$$

式中:  $E(j\omega)$  为采样之前连续信号  $e(t)$  的频谱,  $E^*(j\omega)$  为采样之后离散信号  $e^*(t)$  的频谱,若连续信号  $e(t)$  的频谱的带宽是有限的,其最高频率为  $\omega_{\max}$ ,如图 2.2-92(a)所示,那么  $e^*(t)$  的频谱  $E^*(j\omega)$  为无限多个原函数频谱  $E(j\omega)$  之和(每间隔  $\omega_s$  出现一个),如果  $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$ ,  $E^*(j\omega)$  如图 2.2-92(b)所示,其中  $k=0$  时,就是原函数的频谱,只是幅值为原来的  $1/T$ ;其余的均是由于采样产生的高频频谱。由于  $E^*(j\omega)$  中各波形没有重叠搭接,且互相间隔一定的频率,这样,就可以通过理想的滤波器,将  $\omega > \omega_{\max}$  的高频分量全部滤掉,这样  $E^*(j\omega)$  中只留下  $\frac{1}{T} E(j\omega)$  部分,采样信号仍可毫无畸变的复现采样前的信号。

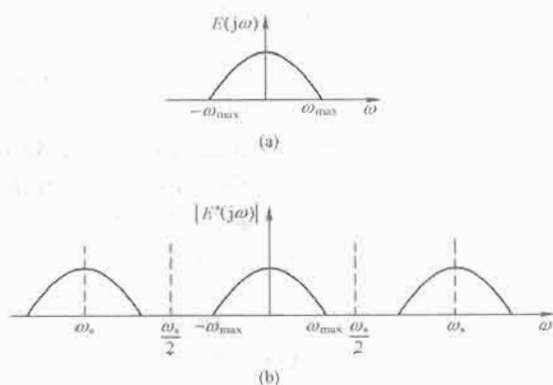


图 2.2-92 连续系统和离散系统的频谱  
(a) 连续信号  $e(t)$  的频谱; (b) 离散信号  $e^*(t)$  的频谱 ( $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$ )

如果  $\omega_s < 2\omega_{\max}$ ,  $E^*(j\omega)$  中各波形就出现重叠搭接,因此无法恢复采样前的信号。

### 5.1.3 采样定理

为了能不失真地从离散信号中恢复采样前的连续信号,采样频率必须大于等于原连续信号所含最高频率的两倍,这样才可能通过理想滤波器把原信号毫无畸变的恢复出来,即

$$\omega_s \geq 2\omega_{\max} \quad (2.2-189)$$

由此,有如下香农采样定理。

对于一个有限频谱 ( $-\omega_{\max} < \omega < \omega_{\max}$ ) 的连续信号进行采样,当采样角频率  $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$  时,采样信号能不失真地恢复到原来的连续信号。

如图 2.2-92 所示的离散信号的频谱特性可知,由于基波分量频谱波形与高频部分的频谱波形没有重叠部分,因此可设计如下理想滤波特性的滤波器即可不失真地恢复原连续信号。只要滤波特性为

$$|G(j\omega)| = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_s/2 \\ 0 & |\omega| > \omega_s/2 \end{cases} \quad (2.2-190)$$

其频率特性如图 2.2-93 所示。

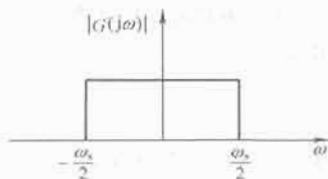


图 2.2-93 理想滤波器的频率特性

值得注意的是,对于实际的非周期连续函数信号,其频谱中最高频率是无限的,如图 2.2-94 所示,这样,即使采样频率很高,采样后脉冲序列的频谱波形总是重叠搭接的。不过频率很高时,其幅值一般都很小。所以,在误差允许范围内,把高频部分的“长尾巴”去掉,认为实际信号具有有限的最高频率值,这样处理,便于合理确定采样频率。将连续信号频谱特性的频带宽度[即当频率特性的幅值为零频幅值  $e(0)$  的 5% 时,所对应的频率]作为连续信号所含的最高频率,由此,可求采样频率  $\omega_s$ 。

$$\omega_s \geq 2\omega_{\max}$$

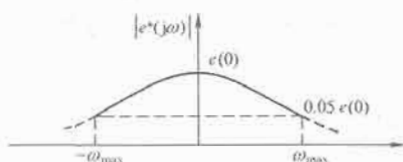


图 2.2-94 非周期连续函数频谱特性

若连续信号为  $e(t) = e^{-t} - e^{-2t}$ , 误差允许范围  $b=5\%$ , 则拉氏变换为

$$E(s) = \frac{1}{s+1} - \frac{1}{s+2} = \frac{1}{s^2 + 3s + 2}$$

显然  $\omega$  是无限的,但随着  $\omega$  的增加,  $|E(j\omega)|$  下降,取  $b=5\%$ , 则有

$$\frac{1}{\sqrt{(2-\omega_{\max}^2)^2 + 9\omega_{\max}^2}} = 0.05E(0) = 0.05 \times \frac{1}{2} = 0.025$$

解出  $\omega_{\max} = 6.14$

根据采样定理应取采样频率

$$\omega_s \geq 2\omega_{\max} = 12.28$$

#### 5.1.4 采样周期选择

采样定理只是给出了采样周期选择的基本原则,即从信号恢复的角度出发,给出采样周期  $T$  的下限不得小于  $2\pi/2\omega_{\max}$ 。至于到底选择采样周期  $T$  等于多少,涉及许多因素。而且采样周期  $T$  将影响采样系统的稳定性,稳态误差及动态响应,我们必须综合各种因素,根据特定的控制目标,来确定采样周期。

在一般工业过程控制中,微型计算机能提供的运算速

度,对于确定采样周期,有较大的选择余地。工程实践表明,根据表 2.2-3 给出的参考数据选择采样周期  $T$ ,可以取得满意的控制效果。但是,对于快速随动系统,采样周期  $T$  的选择将是系统设计中必须予以认真考虑的问题。采样周期的选择,在很大程度上取决于系统的性能指标。

表 2.2-3 工业过程采样周期  $T$  的选择

控制过程	采样周期 $T$ (s)
流量	1
压力	5
液位	5
温度	20
成分	20

从频域性能指标来说,控制系统的闭环频率响应通常具有低通滤波特性,当随动系统的输入信号的频率高于其闭环幅频特性的谐振频率  $\omega_r$  时,信号通过系统将会很快衰减,因此可认为通过系统的控制信号的最高频率分量为  $\omega_r$ 。在随动系统中,一般认为开环系统的截止频率  $\omega_c$  与闭环系统的谐振频率  $\omega_r$  相当接近,近似有  $\omega_c \approx \omega_r$ ,故在控制信号的频率分量中,超过  $\omega_c$  的分量通过系统后将被大幅度衰减掉。工程实践表明,随动系统的采样角频率可近似取为

$$\omega_s = 10\omega_c \quad (2.2-191)$$

由于  $T = 2\pi/\omega_s$ , 所以采样周期可按下式选取

$$T = \frac{\pi}{5} \cdot \frac{1}{\omega_c} \quad (2.2-192)$$

从时域性能指标来看,采样周期  $T$  可通过单位阶跃响应的上升时间  $t_r$  或调节时间  $t_s$  按下列经验公式选取

$$T = \frac{1}{10} t_r \quad (2.2-193)$$

或者

$$T = \frac{1}{40} t_s \quad (2.2-194)$$

应当指出,采样周期选择得当,是连续信号  $e(t)$  可以从采样信号  $e^*(t)$  中完全复现的前提。然而,如图 2.2-93 所示的理想滤波器实际上并不存在,因此只能用特性接近理想滤波器的低通滤波器来代替,零阶保持器是常用的低通滤波器之一。为此,需要研究信号保持过程。

#### 5.1.5 信号保持

采样控制系统中的被控对象、执行部件通常都是一些模拟部件,如执行电动机、调节阀等,它们都是靠模拟信号工作的,这样采样信号经过计算机控制器后,必须变成连续信号,才能输出到执行部件。通常称将数字脉冲信号变为连续信号的装置为保持器。从数学的角度说,保持器的任务就是解决两个采样点之间的插值问题。下面仅介绍最常用的零阶保持器。

(1) 零阶保持器。零阶保持器是最常用的一种保持器,它把采样时刻的采样值恒定不变地保持(或外推)到下一采样时刻。也就是说,在  $t \in [kT, (k+1)T]$  区间内,零阶保持器的输出值一直保持为  $u(kT)$ ,如图 2.2-95 所示,零阶保持器的输出  $u_h(t)$  为阶梯信号。

$$u_h(t) = u(kT), kT \leq t < (k+1)T \quad (2.2-195)$$

图 2.2-95(b) 表示出  $u(t)$ 、 $u(kT)$  和  $u_h(t)$  的波形,由图可知,  $u_h(t)$  为一阶梯形连续信号,可表示为

$$u_h(t) = \sum_{k=0}^{\infty} u(kT) [1(t-kT) - 1(t-kT-T)] \quad (2.2-196)$$

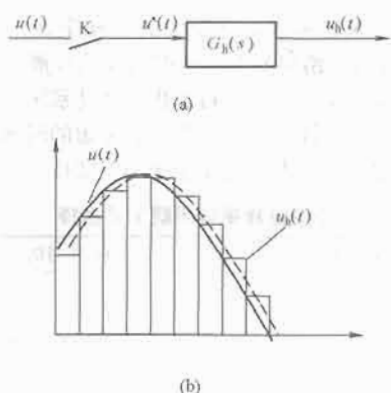


图 2.2-95 零阶保持器

对式(2.2-196)两边取拉氏变换为

$$U_h(s) = \sum_{k=1}^{\infty} u(kT)e^{-kTs} \left( \frac{1-e^{-Ts}}{s} \right) \quad (2.2-197)$$

将式(2.2-197)与式(2.2-183)相比较可知式(2.2-197)可写为

$$U_h(s) = U^*(s) \left( \frac{1-e^{-Ts}}{s} \right) \quad (2.2-198)$$

因此零阶保持器的传递函数为

$$\frac{U_h(s)}{U^*(s)} = \frac{1-e^{-Ts}}{s} \quad (2.2-199)$$

我们用  $G_h(s)$  表示零阶保持器的传递函数, 则有

$$G_h(s) = \frac{1-e^{-Ts}}{s} \quad (2.2-200)$$

(2) 零阶保持器的频率特性。令  $s = j\omega$ , 可求出零阶保持器的频率特性

$$\begin{aligned} G_h(j\omega) &= \frac{1-e^{-j\omega T}}{j\omega} = \frac{T}{\omega T/2} e^{-j\frac{\omega T}{2}} \cdot \frac{e^{j\frac{\omega T}{2}} - e^{-j\frac{\omega T}{2}}}{2j} \\ &= T \frac{\sin \omega T/2}{\omega T/2} e^{-j\frac{\omega T}{2}} \end{aligned} \quad (2.2-201)$$

其幅频特性和相频特性如图 2.2-96 所示, 幅值随频率增加而逐渐减小, 是一个低通滤波器, 但不是理想滤波器; 其截止频率有很多个, 高频分量仍然能通过一部分。所以用零阶保持器恢复的信号与采样前的信号是有差别的, 不是毫无畸变的。

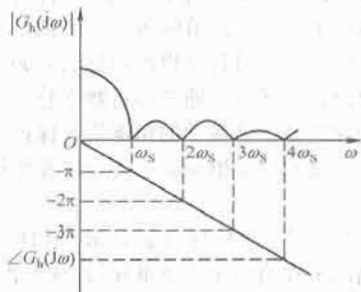


图 2.2-96 零阶保持器的频率特性

信号通过零阶保持器还有滞后相移, 而且频率越高, 滞后越大。类似于纯时延环节, 所以保持器的引入, 不利于采样系统的稳定性。

零阶保持器本身比较简单, 容易实现。步进电动机就是一个实际的例子, 它接收一个脉冲信号后, 转动一步, 至下一个信号到来之前, 其转角一直保持不变。在数字控制器中, 寄存器和数模转换器, 也是起零阶保持器的作用。

## 5.2 z 变换

由式(2.2-183)可知, 用拉氏变换来分析采样系统, 系统的输出是  $s$  的超越函数, 求其拉氏反变换是一件十分麻烦的事, 不方便分析系统。通过  $z$  变换, 使原来  $s$  的超越方程变成了以  $z$  为算子的代数方程。而且, 线性采样控制系统可用线性差分方程来描述, 用  $z$  变换方法可化差分方程为含  $z$  的代数方程, 从而对含  $z$  的代数方程的分析研究十分方便, 大大简化对采样系统的分析。

$z$  变换与拉氏变换有类似之处。拉氏变换的每一种运算规则都有一个相应的  $z$  变换运算规则与之对应; 而拉氏变换的每一种应用也对应于一种相应的  $z$  变换应用。通过这种类比, 对理解和掌握  $z$  变换方法是有益的。

### 5.2.1 变换的定义

引入变量

$$z = e^{Ts} \quad (2.2-202)$$

式中:  $s$  为拉氏算子;  $T$  为采样周期;  $z = x + jy$  是复数平面上定义的一个变量, 通常称之为  $z$  变换算子。

在式(2.2-184)中, 令  $e^{Ts} = z$ , 可得

$$E^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT)z^{-k} = E(z) \quad (2.2-203)$$

若上述级数收敛, 则称  $E(z)$  为采样信号  $e^*(t)$  的  $z$  变换, 且以  $z[e^*(t)]$  表示。为了书写方便, 通常写为  $E(z) = z[e(t)]$ , 但应理解为是对  $e^*(t)$  取  $z$  变换, 通过变换将在  $S$  域分析的问题变成  $Z$  域的分析问题。

### 5.2.2 z 变换的求法

求采样信号  $e^*(t)$  的变换方法很多, 常用的方法有级数求和法, 部分分式法等。

(1) 单位阶跃函数  $e(t) = 1(t)$  的  $z$  变换。

由于  $e(t)$  在各采样时刻的采样值均为 1, 所以根据式(2.2-203)有

$$E(z) = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT)z^{-k} = 1 + z^{-1} + z^{-2} + \cdots + z^{-k} + \cdots$$

上式为一无穷等比级数, 当公比  $|z^{-1}| < 1$  时, 无穷级数收敛, 可得  $1(t)$  的  $z$  变换的闭合形式为

$$E(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} = \frac{z}{z-1} \quad |z^{-1}| < 1$$

(2) 求函数  $e(t) = e^{-at}$  的  $z$  变换

$$E(z) = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-aT} z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} (e^{-aT} z^{-1})^k$$

这也是一个公比为  $(e^{-aT} z^{-1})$  的无穷等比级数, 那么当  $|(e^{-aT} z^{-1})| < 1$  时, 上式可写为闭合形式

$$E(z) = \frac{1}{1-e^{-aT} z^{-1}} = \frac{z}{z-e^{-aT}} \quad |(e^{-aT} z^{-1})| < 1$$

通过无穷级数求和法, 可求出一些基本函数的  $z$  变换。这些函数的  $z$  变换都是  $z$  的有理分式, 且分母多项式的阶次均大于或等于分子多项式的阶次。同时还有  $z$  变换中分母多项式的阶次与相应的传递函数中分母多项式  $s$  的阶次也是相等的。

(3) 若连续函数的拉氏变换为

$$E(s) = \frac{a}{s(s+a)}$$

首先将  $E(s)$  部分分式展开

$$E(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s+a}$$

相应的  $z$  变换为

$$E(z) = \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-e^{-aT}} = \frac{z(1-e^{-aT})}{z^2 - (1+e^{-aT})z + e^{-aT}}$$

上面几个简单实例都是基于  $z$  变换的定义来求解的, 对于较复杂的函数求  $z$  变换表达式时, 可以用如下的公式法。

已知  $G(s)$ , 若  $s_i$  为  $G(s)$  的极点, 则

$$G(z) = \sum_i \text{Res} \left[ \frac{G(s)}{1-z^{-1}e^{sT}}, s_i \right] + a$$

$$= \hat{G}(z) + a$$

$$a = \lim_{s \rightarrow \infty} sG(s) - \lim_{z \rightarrow \infty} \hat{G}(z)$$

$$\text{已知 } G(s) = \frac{a(1-e^{-Ts})}{s(s+a)}, \text{ 求 } G(z)。$$

$$\text{则 } \hat{G}(z) = \sum_i \text{Res} \left[ \frac{a(1-e^{-Ts})}{s(s+a)(1-z^{-1}e^{sT})}, s_i = 0, -a \right]$$

$$= \frac{e^{aT} - 1}{1 - z^{-1}e^{-aT}}$$

$$a = \lim_{s \rightarrow \infty} sG(s) - \lim_{z \rightarrow \infty} \hat{G}(z)$$

$$= 0 - (e^{aT} - 1) = 1 - e^{aT}$$

$$G(z) = \hat{G}(z) + a = \frac{1 - e^{-aT}}{z - e^{-aT}}$$

在求取复杂函数的  $z$  变换时, 还必须利用  $z$  变换的一些基本定理和基本性质。

### 5.2.3 $z$ 变换的性质

运用  $z$  变换的基本定理和基本性质, 可以使  $z$  变换的应用变得更简单和方便, 其内容与拉氏变换有很多相似之处。

(1) 线性定理(齐次性和叠加性)。设  $E_1(z) = Z[e_1(t)]$ ,  $E_2(z) = Z[e_2(t)]$ ,  $a$  为常数, 那么有

$$Z[e_1(t) \pm e_2(t)] = E_1(z) \pm E_2(z) \quad (2.2-204)$$

$$Z[ae_1(t)] = aE_1(z) \quad (2.2-205)$$

证明: 由  $z$  变换的定义有

$$\begin{aligned} Z[e_1(t) \pm e_2(t)] &= \sum_{n=0}^{\infty} [e_1(nT) \pm e_2(nT)]z^{-n} \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} e_1(nT)z^{-n} \pm \sum_{n=0}^{\infty} e_2(nT)z^{-n} \\ &= E_1(z) \pm E_2(z) \end{aligned}$$

$$\text{同理} \quad Z[ae_1(t)] = \sum_{n=0}^{\infty} ae_1(nT)z^{-n}$$

$$= a \sum_{n=0}^{\infty} e_1(nT)z^{-n} = aE_1(z)$$

线性定理表明  $z$  变换是一个线性变换。

(2) 时域位移定理。时域位移定理又称平移定理。时域位移的含义是指, 整个采样序列在时间轴上左右平移若干个采样周期, 其中向左平移为超前, 向右平移为滞后。

如果函数  $e(t)$  的拉氏变换存在, 其  $z$  变换为  $E(z)$ , 则有

$$\text{滞后位移: } Z[e(t-kT)] = z^{-k}E(z) \quad (2.2-206)$$

超前位移:

$$Z[e(t+kT)] = z^k \left[ E(z) - \sum_{n=0}^{k-1} e(nT)z^{-n} \right] \quad (2.2-207)$$

式中:  $k$  为正整数。

证明: 由  $z$  变换定义得

$$\begin{aligned} Z[e(t-kT)] &= \sum_{n=0}^{\infty} e(nT-kT)z^{-n} \\ &= z^{-k} \sum_{n=0}^{\infty} e[(n-k)T]z^{-(n-k)} \end{aligned}$$

令  $m = n - k$ , 代入上式有

$$Z[e(t-kT)] = z^{-k} \sum_{m=-k}^{\infty} e(mT)z^{-m}$$

由于  $z$  变换的单边性, 当  $m < 0$  时有  $e(mT) = 0$ , 所以上式可写成

$$\begin{aligned} Z[e(t-kT)] &= z^{-k} \sum_{m=0}^{\infty} e(mT)z^{-m} \\ &= z^{-k} \sum_{n=0}^{\infty} e(nT)z^{-n} = z^{-k}E(z) \end{aligned}$$

对于超前位移, 同理可得

$$\begin{aligned} Z[e(t+kT)] &= z^k \sum_{m=k}^{\infty} e(mT)z^{-m} \\ &= z^k \left[ \sum_{m=0}^{\infty} e(mT)z^{-m} - \sum_{m=0}^{k-1} e(mT)z^{-m} \right] \\ &= z^k \left[ E(z) - \sum_{n=0}^{k-1} e(nT)z^{-n} \right] \end{aligned}$$

在时域位移定理中可以发现, 算子  $z$  有明确的物理意义:  $z^{-k}$  对应时域中的滞后环节, 它将采样信号滞后  $k$  个采样周期;  $z^k$  对应时域中的超前环节, 它将采样信号超前  $k$  个采样周期; 当然,  $z^k$  仅用于计算, 在实际系统中并不存在。

时域位移定理是一个非常重要的定理, 其作用相当于拉氏变换中的微分定理和积分定理。它可以将描述离散系统的差分方程转换为  $Z$  域的代数方程。这是建立离散控制系统脉冲传递函数的基础。

(3) 复域位移定理。如果  $E(z) = Z[e(t)]$ , 那么  $Z[e^{\pm at}e(t)] = E(ze^{\pm aT})$ 。

证明: 由  $z$  变换的定义得

$$Z[e^{\pm at}e(t)] = \sum_{n=0}^{\infty} e^{\pm anT}e(nT)z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} e(nT)(ze^{\pm aT})^{-n}$$

令  $z_1 = ze^{\pm aT}$ , 上式可写为

$$Z[e^{\pm at}e(t)] = \sum_{n=0}^{\infty} e(nT)z_1^{-n} = E(z_1) = E(ze^{\pm aT})$$

用复域位移定理可求函数  $te^{-at}$  的  $z$  变换。

$$\text{令 } e(t) = t, \text{ 求出 } z \text{ 变换有 } E(z) = \frac{Tz}{(z-1)^2}$$

根据复域位移定理有

$$Z[te^{-at}] = E(ze^{-aT}) = \frac{Tze^{aT}}{(ze^{aT}-1)^2} = \frac{Tze^{-aT}}{(z-e^{-aT})^2}$$

(4) 终值定理。若  $E(z) = Z[e(t)]$ , 且函数序列  $e(nT)$  为有限值 ( $n=0, 1, 2, \dots$ ), 且极限  $\lim_{n \rightarrow \infty} e(nT)$  存在, 则有

$$\lim_{n \rightarrow \infty} e(nT) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)E(z) \quad (2.2-208)$$

证明: 由  $z$  变换的线性定理和位移定理

$$\begin{aligned} Z[e(t+T)] - ze(t) &= z[E(z) - e(0)] - E(z) \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} [e(nT+T) - e(nT)]z^{-n} \end{aligned}$$

整理得

$$(z-1)E(z) - ze(0) = \sum_{n=0}^{\infty} [e(nT+T) - e(nT)]z^{-n}$$



上式两边取  $z \rightarrow 1$  时的极限

$$\text{左边} = \lim_{z \rightarrow 1} [(z-1)E(z) - ze(0)] = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)E(z) - e(0)$$

$$\text{右边} = \lim_{z \rightarrow 1} \sum_{n=0}^{\infty} [e(nT+T) - e(nT)]z^{-n}$$

$$= \sum_{n=0}^{\infty} [e(nT+T) - e(nT)] = e(\infty) - e(0)$$

$$\text{所以有 } e(\infty) = \lim_{n \rightarrow \infty} e(nT) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1)E(z)$$

在离散系统的分析中,常用终值定理来分析系统的稳态精度。

(5) 卷积定理。设  $x(nT)$  和  $y(nT)$  为两个采样脉冲序列,其离散卷积的定义为

$$x(nT) * y(nT) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT)y[(n-k)T] \quad (2.2-209)$$

$$\text{卷积定理为:若 } g(nT) = x(nT) * y(nT) \quad (2.2-210)$$

$$\text{那么 } G(z) = X(z) \cdot Y(z) \quad (2.2-211)$$

$$\text{其中 } G(z) = Z[g(nT)], X(z) = Z[x(nT)], Y(z) = Z[y(nT)]$$

证明:根据  $z$  变换的定义有

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)z^{-n}, Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} y(nT)z^{-n}$$

$$X(z)Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)z^{-n} \sum_{n=0}^{\infty} y(nT)z^{-n} = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)y(nT)z^{-n}$$

根据时域位移定理有

$$Y(z)z^{-n} = Z[y(t-nT)] = \sum_{k=0}^{\infty} y[(k-n)T]z^{-k}$$

代入上式有

$$X(z)Y(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \sum_{k=0}^{\infty} y[(k-n)T]z^{-k}$$

$$X(z)Y(z) = \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)y[(k-n)T]$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} [x(kT) * y(kT)]$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} g(kT)z^{-k} = G(z)$$

所以有

$$G(z) = X(z)Y(z)$$

卷积定理指出,两个采样信号的卷积的  $z$  变换,就等于这两个采样信号相应  $z$  变换的乘积。离散系统分析中,卷积定理是沟通时域与  $z$  域的桥梁。

#### 5.2.4 $z$ 反变换

在连续系统中引入拉氏变换的目的是可以将微分方程转换为  $s$  的代数方程,然后通过拉氏反变换求出系统的时间响应,简化分析研究。类似地,  $z$  变换的引入也是为了将离散系统  $s$  的超越方程或差分方程转化为  $z$  的代数方程,方便分析研究,再通过  $z$  反变换求出系统的时间响应。

所谓  $z$  反变换就是根据  $z$  变换  $E(z)$  求出原函数  $e(nT)$  或  $e^*(t)$ 。记为  $e^*(t) = e(nT) = Z^{-1}[E(z)]$ 。常用的  $z$  反变换有以下三种方法。

(1) 幂级数法。 $z$  变换函数  $E(z)$  通常可表示为两个多项式之比,  $E(z) = \frac{A(z)}{B(z)}$ 。用长除法将其展成  $z^{-1}$  的升幂的幂级数形式,即

$$E(z) = \frac{A(z)}{B(z)} = \sum_{n=0}^{\infty} c_n z^{-n} = c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \cdots + c_n z^{-n} + \cdots$$

式中,  $c_0, c_1, c_2, \cdots, c_n, \cdots$  是  $e(t)$  在各采样时刻  $t = nT$  的值  $e(nT)$ , 这样  $e^*(t)$  很容易求得。

$$\text{例如, } E(z) = \frac{z^2}{z^2 - 0.9z + 0.08}$$

用长除法算出

$$E(z) = 1 + 0.9z^{-1} + 0.73z^{-2} + 0.585z^{-3} + \cdots$$

对应的  $e^*(t) = \delta(t) + 0.9\delta(t-T) + 0.73\delta(t-2T) + 0.585\delta(t-3T) + \cdots$

幂级数法只能求出  $e(nT)$  的前几项的离散值,很难得到  $e(nT)$  的通式,即很难写出原函数的闭合形式。在实际应用中,通常只需要计算有限的几项,可以了解系统响应的变化趋势即可。如果要求闭合形式,可用下面两种方法。

(2) 部分分式法。前面已经介绍过,  $E(z)$  是  $z$  的有理分式,因此,通过部分分式展开,可以将复杂的  $E(z)$  变为多个简单的  $z$  有理分式之和,再求出各项的  $e^*(t)$ 。注意,与拉氏变换不同的是,由于  $z$  变换表中,  $z$  变换分子中都有因子  $z$ , 所以将  $E(z)$  进行部分分式分解时,实际上,应该对  $E(z) = zE_1(z)$  中的  $E_1(z)$  进行部分分式展开。

$$\text{例如, } E(z) = \frac{z}{(z-1)(z-2)}$$

$$\text{则 } E(z) = zE_1(z) = z \left( \frac{1}{z-2} - \frac{1}{z-1} \right)$$

$$= \frac{z}{z-2} - \frac{z}{z-1}$$

由简单函数的  $z$  变换或查  $z$  变换表有  $e(nT) = 2^n - 1$

(3) 留数法。根据  $z$  变换的定义,式(2.2-203)可写成  $E(z) = e(0) + e(T)z^{-1} + e(2T)z^{-2} + \cdots + e(nT)z^{-n} + \cdots$  (2.2-212)

所以  $E(z)$  可以看作是  $z$  平面上的劳伦级数,根据复变函数可知,级数的各系数  $e(nT)$  ( $n = 0, 1, 2, \cdots$ ) 可以由积分的方法求出。在求积分值时,需要用到柯西留数定理,所以这种方法被称为留数法。

将式(2.2-212)两边同乘以  $z^{n-1}$ , 得

$$E(z)z^{n-1} = e(0)z^{n-1} + e(T)z^{n-2} + e(2T)z^{n-3} + \cdots + e(nT)z^{-1} + \cdots \quad (2.2-213)$$

设  $\Gamma$  为  $z$  平面上包围  $E(z)z^{n-1}$  全部极点的封闭曲线,且设沿  $\Gamma$  反时针方向对式(2.2-212)的两端同时积分,可得

$$\oint_{\Gamma} E(z)z^{n-1} dz = \oint_{\Gamma} e(0)z^{n-1} dz + \oint_{\Gamma} e(T)z^{n-2} dz + \cdots + \oint_{\Gamma} e(nT)z^{-1} dz + \cdots \quad (2.2-214)$$

由复变函数可知,对于围绕原点的积分封闭曲线  $\Gamma$ , 有以下关系式。

$$\oint_{\Gamma} z^{k-n-1} dz = \begin{cases} 0, & \text{当 } k \neq n \\ 2\pi j, & \text{当 } k = n \end{cases}$$

那么在式(2.2-214)右端,除  $\oint_{\Gamma} e(nT)z^{-1} dz = e(nT)2\pi j$  不为零外,其余各项均为零。所以式(2.2-214)可写为

$$e(nT) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} E(z)z^{n-1} dz \quad (2.2-215)$$

根据柯西留数定理,若  $E(z)z^{n-1}$  除有限个极点  $z_1, z_2, \cdots, z_k$  外,在  $G$  域上是解析的,如果有闭合路径包含了这些极

点, 则有

$$e(nT) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{\Gamma} E(z) z^{n-1} dz = \sum_{i=1}^k \text{Res} [E(z) z^{n-1}]_{z=z_i} \quad (2.2-216)$$

其中  $\text{Res} [E(z) z^{n-1}]_{z=z_i}$  为函数  $E(z) z^{n-1}$  在  $z_i$  处的留数。留数的计算方法如下:

若  $z_i$  为单极点, 则

$$\text{Res} [E(z) z^{n-1}]_{z=z_i} = \lim_{z \rightarrow z_i} [E(z) z^{n-1} (z - z_i)]$$

若  $z_i$  为  $r$  阶重极点, 则

$$\text{Res} [E(z) z^{n-1}]_{z=z_i} = \frac{1}{(r-1)!} \lim_{z \rightarrow z_i} \frac{d^{r-1}}{dz^{r-1}} [E(z) z^{n-1} (z - z_i)^r]$$

若  $E(z) = \frac{2z^2 - 0.5z}{z^2 - 0.5z - 0.5}$ , 因为  $E(z) z^{n-1} = \frac{2z^2 - 0.5z}{z^2 - 0.5z - 0.5} = \frac{(2z^2 - 0.5z)z^{n-1}}{(z-1)(z+0.5)}$  中含有  $z_1 = 1$  和  $z_2 = -0.5$  两个极点, 极点处的留数为

$$\text{Res} \left[ \frac{(2z^2 - 0.5z)z^{n-1}}{(z-1)(z+0.5)} \right]_{z=1} = \lim_{z \rightarrow 1} \left[ \frac{(2z^2 - 0.5z)z^{n-1}}{(z-1)(z+0.5)} (z-1) \right] = 1$$

$$\text{Res} \left[ \frac{(2z^2 - 0.5z)z^{n-1}}{(z-1)(z+0.5)} \right]_{z=-0.5} = \lim_{z \rightarrow -0.5} \left[ \frac{(2z^2 - 0.5z)z^{n-1}}{(z-1)(z+0.5)} (z+0.5) \right] = (-0.5)^n$$

根据式(2.2-216)有

$$e(nT) = \sum_{i=1}^2 \text{Res} [E(z) z^{n-1}]_{z=z_i} = 1 + (-0.5)^n$$

### 5.3 脉冲传递函数

2.5.2 节讲述了  $z$  变换的定义和基本性质, 这一节把它用到采样反馈控制系统中来, 引出研究采样系统的脉冲传递函数。脉冲传递函数类似连续系统的传递函数, 它对分析与设计采样系统起着重要作用。

#### 5.3.1 脉冲传递函数的概念

(1) 脉冲传递函数定义。若开环采样系统如图 2.2-97 所示。在零初始条件下, 输出脉冲序列  $c^*(t)$  的  $z$  变换  $C(z)$  与输入脉冲序列  $r^*(t)$  的  $z$  变换  $R(z)$  之比

$$G(z) = \frac{C(z)}{R(z)} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} c(nT) z^{-n}}{\sum_{n=0}^{\infty} r(nT) z^{-n}} \quad (2.2-217)$$

称为采样系统的脉冲传递函数。所谓零初始条件是指: 在  $t < 0$  时, 输入脉冲序列各采样值  $r(-T), r(-2T), \dots$ , 以及输出脉冲序列各采样值  $c(-T), c(-2T), \dots$ , 均为零。这个定义与连续系统传递函数类似, 但应注意到两者的区别。脉冲传递函数  $G(z)$  是在两个采样开关  $S_1$  和  $S_2$  之间定义的, 然而, 在实际系统中, 系统输出  $c(t)$  处并没有采样开关, 我们将虚设一个与输入端同步的虚拟采样开关。

(2) 脉冲传递函数的物理意义。我们知道连续系统的传递函数是系统脉冲响应的拉氏变换, 其输出量  $c(t)$  与输入量  $r(t)$  之间的关系, 可用卷积积分表示。

$$c(t) = \int_0^t g(t-\tau) r(\tau) d\tau \quad (2.2-218)$$

式中:  $g(t)$  为系统的脉冲响应函数。对于图 2.2-97 系统, 直

接作用于连续系统的信号是  $r^*(t)$ , 根据式(2.2-181)有

$$r^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} r(nT) \delta(t - nT)$$

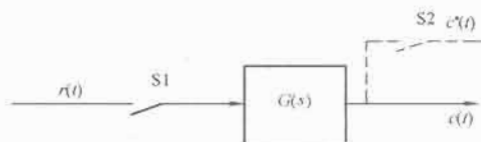


图 2.2-97 开环采样系统

代入式(2.2-218)则有

$$\begin{aligned} c(t) &= \int_0^t g(t-\tau) \sum_{n=0}^{\infty} r(nT) \delta(\tau - nT) d\tau \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} r(nT) \int_0^t g(t-\tau) \delta(\tau - nT) d\tau \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} r(nT) g(t - nT) \end{aligned}$$

输出量  $c(t)$  在采样时刻  $t = kT (k = 0, 1, 2, \dots)$  的值可由下式求得

$$c(kT) = \sum_{n=0}^{\infty} r(nT) g(kT - nT) \quad (2.2-219)$$

当  $n > k$  时, 有  $g(kT - nT) = 0$ , 故上式可写为

$$c(kT) = \sum_{n=0}^k r(nT) g(kT - nT)$$

根据  $z$  变换的卷积定理有

$$c(nT) = r(nT) * g(nT)$$

所以

$$C(z) = G(z) R(z)$$

或者

$$G(z) = \frac{C(z)}{R(z)}$$

由此可见, 采样系统的脉冲传递函数就是连续系统脉冲响应函数序列的  $z$  变换, 与连续系统中传递函数相似, 这也是应用经典理论分析采样系统的基础。

#### 5.3.2 脉冲传递函数的求法

若是对连续系统或元件进行采样得到采样系统, 那么对连续部分的传递函数  $G(s)$  进行反拉氏变换求得相应  $g(t)$ , 然后再求出  $g^*(t)$  的  $z$  变换即为脉冲传递函数  $G(z)$ 。

如图 2.2-98 所示, 若连续系统的传递函数  $G(s) = \frac{10}{s(s+10)}$ , 将  $G(s)$  进行部分分式分解有

$$G(s) = \frac{1}{s} - \frac{1}{s+10}$$

反拉氏变换有  
可得

$$g(t) = 1 - e^{-10t}$$

$$G(z) = \frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-e^{-10T}} = \frac{z(1-e^{-10T})}{(z-1)(z-e^{-10T})}$$

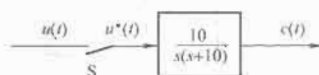


图 2.2-98 对连续系统采样的图例

对于图 2.2-99 所示带有零阶保持器的系统,

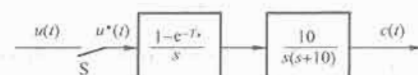


图 2.2-99 带有零阶保持器的采样系统

$$G(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \times \frac{10}{s(s+10)}$$

将  $G(s)$  用部分分式展开

$$\begin{aligned} G(s) &= (1 - e^{-Ts}) \times \frac{10}{s^2(s+10)} \\ &= (1 - e^{-Ts}) \left( \frac{1}{s^2} - \frac{0.1}{s} + \frac{0.1}{s+10} \right) \\ &= \left( \frac{1}{s^2} - \frac{0.1}{s} + \frac{0.1}{s+10} \right) - \left( \frac{e^{-Ts}}{s^2} - \frac{0.1e^{-Ts}}{s} + \frac{0.1e^{-Ts}}{s+10} \right) \end{aligned}$$

则  $G(z) = \left[ \frac{Tz}{(z-1)^2} - \frac{0.1z}{z-1} + \frac{0.1z}{z - e^{-10T}} \right] (1 - z^{-1})$

$$= \frac{T(z - e^{-10T}) - 0.1(z-1)(1 - e^{-10T})}{(z-1)(z - e^{-10T})}$$

### 5.3.3 开环脉冲传递函数

当开环离散系统由几个环节串联组成时,其脉冲传递函数的求法与连续系统的情况不完全一样,即使两个相串联的环节完全相同,但如果其采样开关的数目和位置不同,求出的开环脉冲传递函数也会不一样。下面分两种情况进行分析。

(1) 串联环节之间有采样开关。采样系统方框图如图 2.2-100 所示,图中三个采样开关 S1、S2、S3 同步动作。

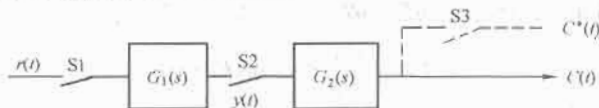


图 2.2-100 串联环节之间有采样开关的系统

根据脉冲传递函数的定义,两环节的脉冲传递函数分别为

$$G_1(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = Z\{L^{-1}[G_1(s)]\}$$

$$G_2(z) = \frac{C(z)}{Y(z)} = Z\{L^{-1}[G_2(s)]\}$$

两串联环节的等效脉冲传递函数为

$$G(z) = \frac{C(z)}{R(z)} = \frac{C(z)}{Y(z)} \cdot \frac{Y(z)}{R(z)} = G_1(z)G_2(z) \quad (2.2-220)$$

由式(2.2-219)可知,当两环节经采样开关隔开相串联时,其等效脉冲传递函数等于两环节脉冲传递函数的乘积。同理,如果采样系统有  $n$  个环节相串联,并且相邻两个环节之间均有同步采样开关,那么等效脉冲传递函数等于  $n$  个环节的脉冲传递函数的乘积。

(2) 串联环节之间无采样开关。若采样系统如图 2.2-101 所示,图中两个采样开关 S1 和 S2 同步动作。

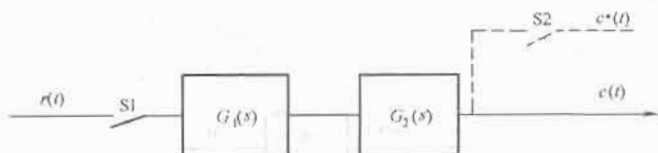


图 2.2-101 串联环节之间无采样开关的系统

由于两连续环节之间没有采样开关,其等效传递函数为两环节传递函数的乘积,可以把它们合起来视为一个环节,这样可得系统等效脉冲传递函数为

$$G(z) = \frac{C(z)}{R(z)} = Z\{L^{-1}[G_1(s)G_2(s)]\} = G_1G_2(z) \quad (2.2-221)$$

图 2.2-102 所示系统中,  $G_h(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s}$ ,  $G_0(s) = \frac{10}{s(s+10)}$ , 所以对应的

$$G_h(z) = \frac{z}{z-1} (1 - z^{-1}) = 1$$

$$G_0(z) = \frac{z(1 - e^{-10T})}{(z-1)(z - e^{-10T})}$$

等效的脉冲传递函数为

$$G(z) = G_h(z)G_0(z) = \frac{z(1 - e^{-10T})}{(z-1)(z - e^{-10T})}$$

比较例 2.2-23 和例 2.2-24 发现,两个系统中的两个环节一样,采样开关的位置不一样,其结果不一样。

$$G_1(z)G_2(z) \neq G_1G_2(z)$$

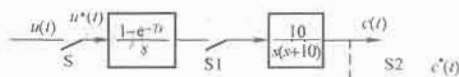


图 2.2-102 采样系统结构图

### 5.3.4 闭环脉冲传递函数

采样开关在系统中的位置不同,其闭环传递函数的形式也不同,所以与连续系统不同,采样系统的闭环传递函数没有通式。有些系统甚至求不出闭环脉冲传递函数。这里仅讨论常用的误差采样单回路闭环结构采样系统脉冲传递函数的求法。

图 2.2-103 所示为常用的对误差进行采样的系统。其中采样开关 S 为实际采样开关,由于误差为输入信号与反馈信号的差值,所以开关 S 对输入信号  $r(t)$  和反馈信号  $b(t)$  起到采样的作用,因此可以认为在输入端、输出端和反馈端虚设了同步采样开关如图 2.2-103 中虚线所示。

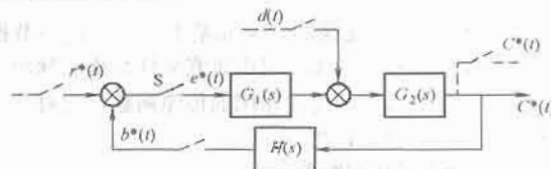


图 2.2-103 线性闭环离散控制系统

由图 2.2-103 可知

$$e(t) = r(t) - b(t) \quad (2.2-222)$$

$$E(z) = R(z) - B(z)$$

$$\text{而 } C(z) = G_1G_2(z)E(z) \quad (2.2-223)$$

$$B(z) = G_1G_2H(z)E(z) \quad (2.2-224)$$

式中  $G_1G_2H(z) = Z\{L^{-1}[G_1(s)G_2(s)H(s)]\}$

将式(2.2-224)代入式(2.2-222)有

$$E(z) = R(z) - G_1G_2H(z)E(z)$$

整理得

$$E(z) = \frac{R(z)}{1 + G_1G_2H(z)} \quad (2.2-225)$$

误差脉冲传递函数为

$$\Phi_e(z) = \frac{E(z)}{R(z)} = \frac{1}{1 + G_1G_2H(z)} \quad (2.2-226)$$

将式(2.2-225)代入式(2.2-223)可得

$$C(z) = G_1G_2(z) \frac{R(z)}{1 + G_1G_2H(z)} \quad (2.2-227)$$

闭环脉冲传递函数为

$$\Phi(z) = \frac{C(z)}{R(z)} = \frac{G_1G_2(z)}{1 + G_1G_2H(z)} \quad (2.2-228)$$

其中,  $1 + G_1G_2H(z) = 0$  为采样系统的特征方程。

下面讨论系统输出与扰动之间的关系,此时,可假定输入  $r(t) = 0$ , 得到按扰动输入的等价的离散控制系统的结构图,如图 2.2-104 所示。

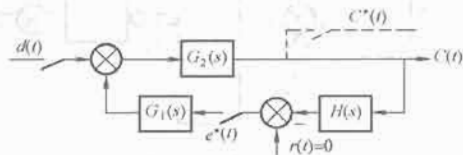


图 2.2-104 扰动输入的离散控制系统

在讨论这个问题时,我们必须根据脉冲传递函数的定义,以真正的离散信号输入为基点,并考虑串联环节间是否有采样开关,一步一步地书写输入输出关系式,最后,达到按要求扰动输入的脉冲传递函数。

$$c(z) = G_2(z)D(z) + G_1G_2(z)E(z) \quad (2.2-229)$$

$$E(z) = -G_2H(z)D(z) - G_1G_2H(z)E(z) \quad (2.2-230)$$

所以,有

$$E(z) = -\frac{G_2H(z)}{1 + G_1G_2H(z)}D(z) \quad (2.2-231)$$

将式(2.2-231)代入式(2.2-229),有

$$C(z) = G_2(z)D(z) - \frac{G_1G_2(z)G_2H(z)}{1 + G_1G_2H(z)}D(z) \quad (2.2-232)$$

$$\text{所以 } G_D(z) = \frac{C(z)}{D(z)} = G_2(z) - \frac{G_1G_2(z)G_2H(z)}{1 + G_1G_2H(z)} \quad (2.2-233)$$

需要特别指出的是,在求解复杂离散系统的脉冲传递函数时,由于采样开关处在不同的位置,即使各动态环节的传递函数不变,所求的脉冲传递函数是不相同,有时,还可能求不出脉冲传递函数,只能求出输出的  $z$  变换表达式。

已知采样系统结构如图 2.2-105 所示。

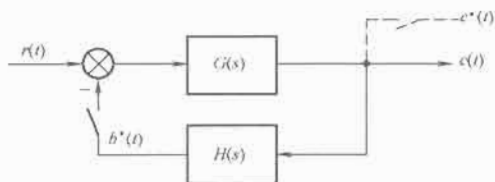


图 2.2-105 采样系统结构图

由脉冲传递函数定义及串联环节的连接方式,可列出如下式子

$$c(z) = GR(z) - G(z)B(z)$$

$$B(z) = GHR(z) - GH(z)B(z)$$

$$\text{所以, } B(z) = \frac{GHR(z)}{1 + GH(z)}$$

将  $B(z)$  代入  $c(z)$  中,有

$$c(z) = GR(z) - \frac{G(z)GHR(z)}{1 + GH(z)}$$

此时,我们无法求出闭环脉冲传递函数,而只能求出系统输出的  $z$  变换表达式,这是与连续系统有本质差别的一个特征。

## 6 控制系统的状态空间模型

### 6.1 状态空间和状态方程

前面讨论的微分方程和传递函数,表达的是系统输入输出的关系,它们都不能完全描述系统内部的运动状态,因

此,将这类系统模型称为外部表达。本节将介绍的系统状态变量表达式,是能完全描述动态系统性能和运动状态的一种数学模型,这种表达式有时也称为内部表达。

例如在电路中,不仅对输出电压的变化有兴趣,为了说明电路的状态,可能还需要知道电路中电流的情况。采用状态变量表达式就能完全表达系统的全部状态和性能(内部和外部的)。

状态变量表达式是现代控制理论中应用的系统模型,它不但能描述线性定常系统,而且也能描述时变系统和非线性系统,尤其对多输入多输出系统的描述也很方便。

本节首先给出状态变量表达式相关概念,然后介绍如何求取系统的状态变量表达式,最后给出状态变量表达式和系统传递函数之间的关系。

#### 6.1.1 状态变量表达式相关概念

首先介绍状态、状态变量、状态向量和状态空间等术语和概念。

(1) 状态。所谓状态,是指系统过去、现在和将来的状况。例如一个质点做直线运动,这个系统的状态就是它的每一时刻的位置和速度。又如一个  $R-L-C$  电路,任何时刻电路中的电流  $i$ , 电感电压  $e_L$ , 电容电压  $e_C$ , 电阻上的电压降  $e_R$  以及它们的导数都反映了系统的状态。

(2) 状态变量。状态变量是指能确定系统运动状态的最少数目的一组变量。一个用  $n$  阶微分方程描述的系统就有  $n$  个独立的变量,当这  $n$  个独立变量的时间响应都求得时,系统的行为也就完全被确定了。因此,由  $n$  阶微分方程描述的系统就有  $n$  个状态变量。状态变量具有非唯一性,因为不同的状态变量也能表达同一个系统的行为。

(3) 状态向量。若以  $n$  个状态变量  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$  作为向量  $x(t)$  的分量,则  $x(t)$  称为状态向量。

(4) 状态空间。以状态变量  $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$  为基底所构成的  $n$  维空间,称为状态空间。系统在任意时刻的状态向量  $x(t)$  在状态空间中是一个点。系统随时间的变化过程,使  $x(t)$  在状态空间中描绘出一条轨迹,该轨迹称为状态轨迹。

(5) 状态空间表达式。将反映系统动态过程的  $n$  阶微分方程或传递函数,转换成一阶微分方程组的形式,并利用矩阵和向量的数学工具,将一阶微分方程组用一个式子来表示,这就是状态方程。将状态方程与描述系统状态变量和系统输出变量之间关系的输出方程一起就构成了状态空间表达式,状态空间表达式的标准描述为

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2.2-234)$$

式中:  $\dot{x}(t)$ 、 $x(t)$  分别为状态向量及其一阶导数;  $u(t)$ 、 $y(t)$  分别为系统的输入变量和输出变量;  $A$ 、 $B$ 、 $C$  分别为具有一定维数的系统矩阵。

#### 6.1.2 状态空间模型

设有如图 2.2-106 所示的  $R-L-C$  电路。

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = e_i \quad (2.2-235)$$

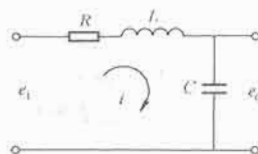


图 2.2-106  $R-L-C$  电路图

$e_i(t)$  为输入量,  $i(t)$  为输出量, 并选择  $i(t)$  和  $\int i(t)dt$  为状态变量, 即设

$$\begin{aligned} x_1(t) &= i(t) \\ x_2(t) &= \int i(t)dt \end{aligned} \quad (2.2-236)$$

可推导一阶微分方程组

$$\begin{aligned} \frac{dx_1(t)}{dt} &= -\frac{R}{L}x_1(t) - \frac{1}{LC}x_2(t) + \frac{1}{L}u(t) \\ \frac{dx_2(t)}{dt} &= x_1(t) \end{aligned} \quad (2.2-237)$$

写成状态方程, 有

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{LC} \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (2.2-238)$$

再设  $y(t) = i(t)$ , 则相应的输出方程为

$$y(t) = [1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \quad (2.2-239)$$

再将式(2.2-238)和式(2.2-239)写成式(2.2-234)的形式

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned}$$

其中

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{LC} \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0]$$

如果一个线性系统具有  $n$  维状态  $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_n(t)]^T$ ,  $p$  维输入  $u(t) = [u_1(t) \ u_2(t) \ \cdots \ u_p(t)]^T$  和  $q$  维输出  $y(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \cdots \ y_q(t)]^T$ , 但参数是时变的, 则状态空间模型可写成

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(t)x + B(t)u \\ y &= C(t)x + D(t)u \end{aligned} \quad (2.2-240)$$

式中:  $A(t)$ 、 $B(t)$ 、 $C(t)$  和  $D(t)$  分别是维数为  $n \times n$ 、 $n \times p$ 、 $q \times n$  和  $q \times p$  的矩阵;  $x$ 、 $y$ 、 $u$  分别是维数为  $n \times 1$ 、 $q \times 1$  和  $p \times 1$  的向量。 $A(t)$  称为系统矩阵、 $B(t)$  称为输入矩阵、 $C(t)$  称为输出矩阵、 $D(t)$  称为直接传递矩阵。

对于一般的非线性系统, 其状态方程和输出方程可能还是状态和输入的非线性函数, 例如

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1, \cdots, x_n, u_1, \cdots, u_p, t) \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, \cdots, x_n, u_1, \cdots, u_p, t) \end{aligned}$$

因此状态方程和输出方程可用如下向量方程表示

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, u, t) \\ y &= g(x, u, t) \end{aligned} \quad (2.2-241)$$

对于线性定常系统来说, 状态空间模型的标准形式是

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (2.2-242)$$

式中:  $A$ 、 $B$ 、 $C$  和  $D$  分别是维数为  $n \times n$ 、 $n \times p$ 、 $q \times n$  和  $q \times p$  的常数矩阵;  $x$ 、 $y$ 、 $u$  分别是维数为  $n \times 1$ 、 $q \times 1$  和  $p \times 1$  的向量。

图 2.2-107 给出了状态空间表达式的结构示意图。

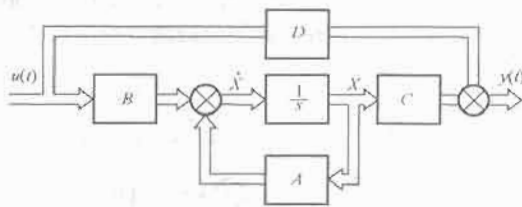


图 2.2-107 状态空间表达式的结构示意图

## 6.2 控制系统状态空间表达式的建立

### 6.2.1 由微分方程求状态变量表达式

从上面的例子可见, 建立状态空间模型一般需要经过以下两个步骤: ①应用物理定律求得系统的微分方程组, 见式(2.2-237), 一般来说, 它是一组由一阶或二阶的微分方程组成的, 或是一个  $n$  阶的微分方程。②针对微分方程, 定义一组状态变量, 建立状态方程, 并根据系统输出和状态之间的关系, 建立系统的输出方程。下面介绍由微分方程建立状态方程的方法。

(1) 输入信号不含导数项的  $n$  阶微分方程系统的状态空间描述。设单输入/单输出控制系统的动态过程由下列  $n$  阶微分方程来描述

$$y^{(n)}(t) + a_1 y^{(n-1)}(t) + \cdots + a_{n-1} \dot{y}(t) + a_n y(t) = b_0 u(t) \quad (2.2-243)$$

式中:  $y^{(n)}$ 、 $y^{(n-1)}$ 、 $\cdots$ 、 $\dot{y}$ 、 $y$  为系统的输出信号(输出量)及其各阶导数;  $u$  为系统的输入信号(输入量);  $a_1$ 、 $a_2$ 、 $\cdots$ 、 $a_n$ 、 $b_0$  为常数。

若已知初始条件  $y(0)$ 、 $\dot{y}(0)$ 、 $\cdots$ 、 $y^{(n-1)}(0)$  及  $t \geq 0$  时刻的输入信号  $u(t)$ , 则系统在任何  $t \geq 0$  时刻的行为便可完全确定, 所以可选取  $y(t)$  及  $y(t)$  的各阶导数作为状态变量, 即状态变量  $x_1(t)$ 、 $x_2(t)$ 、 $\cdots$ 、 $x_n(t)$  可取为

$$\begin{cases} x_1 = y \\ x_2 = \dot{y} \\ \vdots \\ x_{n-1} = y^{(n-2)} \\ x_n = y^{(n-1)} \end{cases} \quad (2.2-244)$$

式(2.2-244)可以改写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ x_n = -a_n x_1 - a_{n-1} x_2 - \cdots - a_1 x_n + b_0 u \end{cases} \quad (2.2-245)$$

将上式写成向量和矩阵的形式

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.2-246)$$

其中

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix}$$



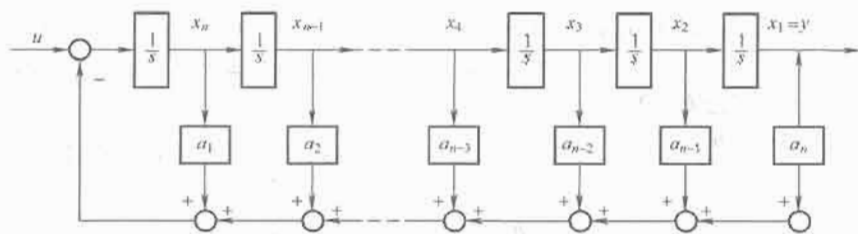


图 2.2-108 系统结构图

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b_0 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0 \ 0 \ \cdots \ 0]$$

式中:  $x$  为  $n \times 1$  维列向量;  $A$  为  $n \times n$  阶矩阵;  $B$  为  $n \times 1$  维列向量;  $C$  为  $1 \times n$  维列向量;  $u$ 、 $y$  分别为系统的输入信号和输出信号。式(2.2-246)即为控制系统的状态空间描述, 式中矩阵  $A$  的形式为可控标准型。图 2.2-108 给出了状态空间表达式的结构图。

若系统的微分方程为  $\ddot{y} + 6\dot{y} + 11y = 6u$ , 式中  $y$  为系统输出,  $u$  为系统输入, 设状态变量为  $x_1 = y$ 、 $x_2 = \dot{y}$ 、 $x_3 = \ddot{y}$  代入原方程有

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= -6x_1 - 11x_2 - 6x_3 + 6u \end{aligned}$$

则写成矩阵形式的状态空间表达式为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -6 & -11 & -6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 6 \end{bmatrix} u$$

输出方程为

$$y = [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

(2) 线性微分方程含有输入函数导数项系统的状态空间表达式。设  $n$  阶单输入—单输出系统的微分方程

$$\begin{aligned} y^{(n)}(t) + a_{n-1}y^{(n-1)}(t) + \cdots + a_1\dot{y}(t) + a_0y(t) = \\ b_n u^{(n)} + b_{n-1}u^{(n-1)} + \cdots + b_1\dot{u}(t) + b_0u(t) \end{aligned} \quad (2.2-247)$$

式中:  $y$ 、 $u$  分别为系统的输出和输入量;  $a_2, a_1, \dots, a_{n-1}, b_0$  是由系统特性决定的常数。如果还按照上面的方式选取状态变量的话, 那么在状态方程中将会出现输入函数的导数项, 当输入函数的导数在  $t_0$  时刻出现无穷跳跃时, 状态轨迹则在  $t_0$  时刻也会产生无穷大跳跃。因此, 在作用函数已知的条件下,  $t_0$  以后系统的状态也不可能由选定的状态变量唯一确定, 即方程不可能得到唯一解。故此时不能按照前面的方法将系统的输出函数  $y$  及其各阶导数直接选作系统的状态变量, 因为这组状态变量已经不具备在已知系统输入和初始状态条件下完全确定系统未来运动状态的特性。此时, 可按照以下方法选取状态变量。

$$\begin{aligned} x_1 &= y - h_0 u \\ x_i &= \dot{x}_{i-1} - h_{i-1} u; \quad \dots, i = 2, 3, \dots, n \end{aligned} \quad (2.2-248)$$

按照式(2.2-248)选择状态变量如下:

$$\begin{aligned} x_1 &= y - h_0 u \\ x_2 &= \dot{x}_1 - h_1 u = \dot{y} - h_0 \dot{u} - h_1 u \\ x_3 &= \dot{x}_2 - h_2 u = \ddot{y} - h_0 \ddot{u} - h_1 \dot{u} - h_2 u \\ &\vdots \\ x_{n-1} &= \dot{x}_{n-2} - h_{n-2} u \\ &= y^{(n-2)} - h_0 u^{(n-2)} - h_1 u^{(n-3)} - \cdots - h_{n-2} u \\ x_n &= \dot{x}_{n-1} - h_{n-1} u \\ &= y^{(n-1)} - h_0 u^{(n-2)} - h_2 u^{(n-3)} - \cdots - h_{n-1} u \end{aligned} \quad (2.2-249)$$

式中:  $h_0, h_1, \dots, h_{n-1}$  是  $n$  个待定常数。由式(2.2-249)的第一个方程可得输出方程

$$y = x_1 + h_0 u$$

其余可得  $(n-1)$  个状态方程

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 - h_1 u \\ \dot{x}_2 &= x_3 - h_2 u \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-2} &= x_{n-1} - h_{n-2} u \\ \dot{x}_{n-1} &= x_n - h_{n-1} u \end{aligned}$$

对式(2.2-249)中最后一个方程求导, 并将  $y^{(n)}$  用式(2.2-247)代入有

$$\begin{aligned} \dot{x}_n &= y^{(n)} - h_0 u^{(n)} - h_1 u^{(n-1)} - \cdots - h_{n-1} \dot{u} \\ &= [-a_{n-1}y^{(n-1)} - a_{n-2}y^{(n-2)} - \cdots - \\ &\quad a_1\dot{y} - a_0y + b_0u^{(n)} + b_1u^{(n-1)} + \cdots + b_1\dot{u} + \\ &\quad b_0u] - h_0 u^{(n)} - h_1 u^{(n-1)} - \cdots - h_{n-1} \dot{u} \end{aligned}$$

将上式中所有的输出项以及输出的导数项都用状态和输入的各阶导数项表示有

$$\begin{aligned} \dot{x}_n &= -a_0x_1 - a_1x_2 - \cdots - a_{n-2}x_{n-1} - a_{n-1}x_n + \\ &\quad (b_n - h_0)u^{(n)} + (b_{n-1} - h_1 - a_{n-1}h_0)u^{(n-1)} + \\ &\quad (b_{n-2} - h_2 - a_{n-1}h_1 - a_{n-2}h_0)u^{(n-2)} + \cdots + \\ &\quad (b_0 - a_{n-1}h_{n-1} - a_{n-2}h_{n-2} - \cdots - a_1h_1 - \\ &\quad a_0h_0)u \end{aligned}$$

令上式中  $u$  的各阶导数项的系数为零, 则有

$$\begin{aligned} h_0 &= b_n \\ h_1 &= b_{n-1} - a_{n-1}h_0 \\ h_2 &= b_{n-2} - a_{n-1}h_1 - a_{n-2}h_0 \\ &\vdots \\ h_{n-1} &= b_1 - a_{n-1}h_{n-2} - a_{n-2}h_{n-3} - \cdots - a_1h_1 - \\ &\quad a_0h_0 \end{aligned} \quad (2.2-250)$$

令  $h_n = b_0 - a_{n-1}h_{n-1} - a_{n-2}h_{n-2} - \cdots - a_1h_1 - a_0h_0$  则有

$$\dot{x}_n = -a_0 x_1 - a_1 x_2 - \cdots - a_{n-2} x_{n-1} - a_{n-1} x_n + h_n u \quad (2.2-251)$$

按以上方法选择状态变量得到的状态方程为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu \\ y &= cx + du \end{aligned} \quad (2.2-252)$$

$$\text{其中, } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \cdots & -a_{n-1} \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_n \end{bmatrix}$$

$$c = [1 \ 0 \ \cdots \ 0], d = h_0$$

如果输入量中含有  $m$  次导数, 且  $m < n$ , 可将高于  $m$  次导数项的系数置为零, 仍可用上述公式。

若系统为  $\ddot{y} + 18\dot{y} + 192y = 160\dot{u} + 640u$ , 根据式 (2.2-249) 方式选择状态变量为

$$\dot{x}_1 = x_2 - h_1 u$$

$$\dot{x}_2 = x_3 - h_2 u$$

$$\dot{x}_3 = -640x_1 - 192x_2 - 18x_3 + h_3 u$$

其中,  $h_i$  ( $i=0, 1, 2$ ) 根据式 (2.2-250) 来求, 因为  $b_3 = b_2 = 0$ , 所以有

$$h_0 = 0$$

$$h_1 = 0$$

$$h_2 = b_1 = 160$$

$$h_3 = b_0 - a_2 h_2 = 640 - 18 \times 160 = -2240$$

所以  $b = \begin{bmatrix} 0 \\ 160 \\ -2240 \end{bmatrix}, d = 0$

状态空间表达式为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -640 & -192 & -18 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 160 \\ -2240 \end{bmatrix} u \\ y &= [1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

## 6.2.2 由传递函数求状态空间描述

(1) 设控制系统的闭环传递函数为

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_1 s^{n-1} + \cdots + b_{n-1} s + b_n}{s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1} s + a_n} \quad (2.2-253)$$

令上式中

$$\begin{cases} Y(s) = (b_1 s^{n-1} + \cdots + b_{n-1} s + b_n) E(s) \\ U(s) = (s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1} s + a_n) E(s) \end{cases} \quad (2.2-254)$$

按下式选取  $x_1, x_2, \cdots, x_n$  为状态变量, 即

$$\begin{cases} x_1 = e(t) \\ x_2 = \dot{e}(t) \\ \vdots \\ x_n = e^{(n-1)}(t) \end{cases} \quad (2.2-255)$$

式 (2.2-255) 中,  $e(t)$  为  $E(s)$  的反拉氏变换, 也即变量  $E(s)$  的时域表示。将式 (2.2-254) 进行反拉氏变换, 并将式 (2.2-255) 关系代入, 则式 (2.2-254) 可改写成

$$\begin{cases} y = b_1 x_n + b_2 x_{n-1} + \cdots + b_{n-1} x_2 + b_n x_1 \\ u = \dot{x}_n + a_1 x_n + a_2 x_{n-1} + \cdots + a_{n-1} x_2 + a_n x_1 \end{cases} \quad (2.2-256)$$

由式 (2.2-255) 和式 (2.2-256) 可得

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_{n-1} = x_n \\ \dot{x}_n = -a_n x_1 - a_{n-1} x_2 - \cdots - a_1 x_n + u \end{cases} \quad (2.2-257)$$

由式 (2.2-257) 和式 (2.2-256) 可以得到状态空间描述为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \vdots \\ \dot{x}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} u \quad (2.2-258)$$

$$Y = [b_n \ b_{n-1} \ \cdots \ b_1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (2.2-259)$$

设控制系统的传递函数为

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{s^2 + 3s + 2}{s(s^2 + 7s + 12)}$$

将系统的传递函数对照式 (2.2-253) 可得,  $b_1 = 1, b_2 = 3, b_3 = 2, a_1 = 7, a_2 = 12, a_3 = 0$ , 再由式 (2.2-258)、式 (2.2-259) 可得系统的状态空间表达式为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -12 & -7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u \\ y &= [2 \ 3 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

(2) 传递函数的状态空间最小实现问题。以上介绍了由系统的传递函数求取系统的状态空间描述的问题, 该问题在系统建模中亦称为实现问题。对于给定的线性控制系统, 维数最小的实现称为最小实现。对于单输入/单输出系统的传递函数, 存在两种情况: 一种是传递函数的零点、极点可以对消 (即传递函数的分子和分母多项式有可约去的因子); 另一种是传递函数的零点、极点不可以对消 (即传递函数的分子和分母多项式没有可约去的因子)。不可约传递函数的实现就是最小实现, 这时系统状态变量的数目最少, 状态空间描述的阶次最小。

## 6.2.3 由状态变量图求系统的状态空间描述

状态变量图可以描述系统的状态变量之间的相互关系, 系统的状态变量图可以根据系统的微分方程或传递函数画出。状态变量图所采用的图形符号只有积分环节, 比例环节和相加点。图 2.2-109 中给出了这三种基本符号的示意图。对于只有这三种图形符号所构成的系统来说, 它有一个重要的特点, 即每一个积分环节的输出都代表系统的一个状态变量。因此, 我们把这种只包含上述三种基本图形符号的系统称为状态变量图。

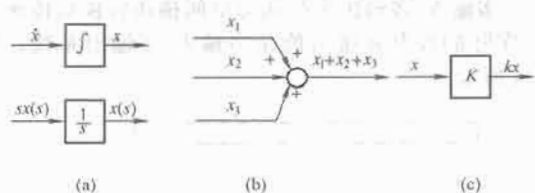


图 2.2-109 状态变量图的三种基本图形符号

(a) 积分环节; (b) 相加点; (c) 比例环节

如何从已给定的系统的传递函数方框图画出系统的状态变量图呢? 如果一个控制系统主要由比例环节、积分环节、一阶滞后环节(惯性环节)、二阶振荡环节等基本环节所组成, 则将其组成传递函数方框图要改画成状态变量图是很方便的, 只要把其中的一阶惯性环节  $1/(Ts+1)$  和二阶振荡环节  $1/T^2s^2+2\xi Ts+1$ , 按图 2.2-110、图 2.2-111 的方式改画成局部状态变量图就可以了。

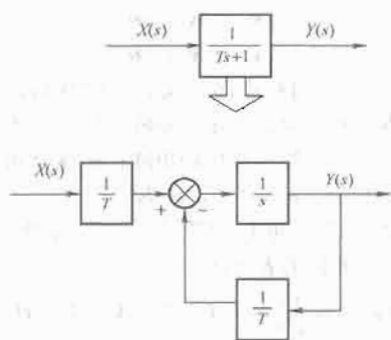


图 2.2-110 将一阶惯性环节改画成状态变量图

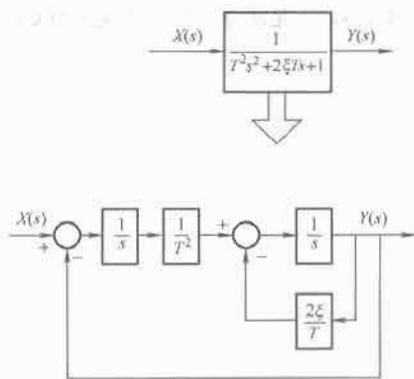


图 2.2-111 将二阶振荡环节改画成状态变量图

当画出整个系统的状态变量图以后, 只要取每个积分环节的输出作为系统的状态变量, 再通过对状态变量图的观察, 就可以直接得到系统的状态方程和输出方程(即状态空间描述)。

设有一空载运行的发电机的励磁控制系统如图 2.2-112 所示。励磁装置和发电机的传递函数均为一阶惯性环节, 利用图 2.2-110, 将图 2.2-112 改画成局部状态变量图, 则系统的状态变量图如图 2.2-113 所示。取状态变量为

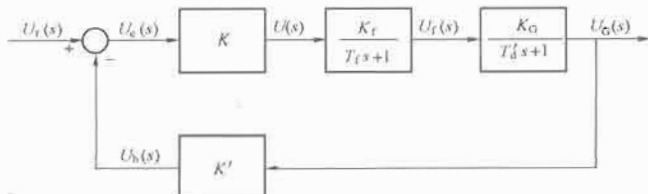


图 2.2-112 发电机励磁控制系统传递函数方框图

$$X_1(s) = U_G(s), X_2(s) = U_f(s)$$

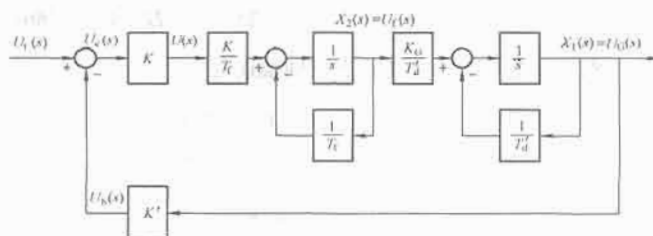


图 2.2-113 系统的状态变量图

由图 2.2-113 可得到

$$\begin{cases} sX_1(s) = -\frac{1}{T_d}X_1(s) + \frac{K_G}{T_d}X_2(s) \\ sX_2(s) = -\frac{1}{T_f}X_2(s) + \frac{KK_f}{T_f}U_e(s) \\ U_e(s) = U_r(s) - U_b(s) = U_r(s) - K'X_1(s) \end{cases} \quad (2.2-260)$$

对上式进行反拉氏变换得

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = -\frac{1}{T_d}x_1(t) + \frac{K_G}{T_d}x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = -\frac{1}{T_f}x_2(t) + \frac{KK_f}{T_f}[u_r(t) - K'x_1(t)] \end{cases} \quad (2.2-261)$$

将式(2.2-261)写成矩阵向量形式, 即得状态空间描述为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_d} & \frac{K_G}{T_d} \\ -\frac{KK_f K'}{T_f} & -\frac{1}{T_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{KK_f}{T_f} \end{bmatrix} u_r(t) \quad (2.2-262)$$

输出方程为

$$y(t) = u_G(t) = x_1(t) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix}$$

用上式方法绘制状态变量图的特点是, 其中状态变量的物理意义比较明确。例如在上例中, 两个状态变量分别表示发电机的端电压和励磁电压。

如果系统不是给出传递函数的框图, 而只是给出系统总的传递函数, 则可以通过绘制系统的状态变量图列出系统的状态空间描述。

#### 6.2.4 由状态空间描述转换成传递函数(单输入/单输出系统)或传递函数矩阵(多输入/多输出系统)

(1) 单输入/单输出系统的状态空间描述转换成传递函数。设一单输入/单输出系统的状态空间描述为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (2.2-263)$$

式中:  $x, \dot{x} \in R^{n \times 1}$  为状态向量及其一阶导数;  $A \in R^{n \times n}$  为系统矩阵;  $B \in R^{n \times 1}$  为系统输入矩阵;  $C \in R^{1 \times n}$  为系统输出矩阵;  $D$  为标量;  $u, y$  分别为系统的输入和输出信号, 均为标量。

设初始条件为零, 对式(2.2-262)进行拉氏变换可得

$$\begin{cases} sX(s) = AX(s) + BU(s) \\ Y(s) = CX(s) + Du(s) \end{cases} \quad (2.2-264)$$

整理可得

$$X(s) = (sI - A)^{-1}BU(s) \quad (2.2-265)$$

将式(2.2-265)代入输出方程, 可得

$$Y(s) = C(sI - A)^{-1}BU(s) + DU(s)$$

由此可得系统的传递函数  $G(s)$  为

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (2.2-266)$$

例 2.2-32 设系统的状态空间描述为

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u$$

$$y = [1 \ 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

求系统的传递函数。

解：由题意，状态空间描述  $[A, B, C]$  分别为

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -3 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1 \ 0]$$

先求  $(sI - A)^{-1}$

$$sI - A = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s & -1 \\ 1 & s+3 \end{bmatrix}$$

$$(sI - A)^{-1} = \frac{1}{s(s+3)} \begin{bmatrix} s+3 & 1 \\ -1 & s \end{bmatrix}$$

系统的传递函数为

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B \\ &= [1 \ 0] \begin{bmatrix} \frac{s+3}{s(s+3)+1} & \frac{1}{s(s+3)+1} \\ \frac{-1}{s(s+3)+1} & \frac{s}{s(s+3)+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{s(s+3)+1} = \frac{1}{s^2+3s+1} \end{aligned}$$

(2) 多输入/多输出系统状态空间描述转换成传递函数矩阵。实际的控制系统可能是多输入/多输出系统，如图 2.2-114 所示。



图 2.2-114 多输入多输出系统

图 2.2-114 中  $u_1, u_2, \dots, u_r$  为系统的输入信号，设有  $r$  个。 $y_1, y_2, \dots, y_m$  为系统的输出信号，设有  $m$  个。 $x_1, x_2, \dots, x_n$  为系统  $n$  个状态变量（设系统是  $n$  阶的）。对于如图 2.2-114 所示的  $n$  阶多输入/多输出系统，其状态空间描述仍为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (2.2-267)$$

式中： $x, \dot{x} \in R^{n \times 1}$  为状态向量及其一阶导数； $A \in R^{n \times n}$  为系统矩阵； $B \in R^{n \times r}$  为系统输入矩阵； $C \in R^{m \times n}$  为系统输出矩阵； $D \in R^{m \times r}$  为系统直接作用矩阵； $u, y$  分别为系统的输入和输出信号向量， $u \in R^{r \times 1}, y \in R^{m \times 1}$ 。

对式 (2.2-267) 进行拉氏变换，经整理，得到与式 (2.2-267) 形式相同的表达式

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (2.2-268)$$

与单输入/单输出系统不同的是， $A, B, C, D$  均为矩阵，且  $A, B, C, D$  中的  $B, C, D$  矩阵维数不同。式 (2.2-268) 中的  $G(s)$  是矩阵，称为传递函数矩阵。

## 第3章 自动控制系统的性能分析

自动控制系统的性能分析是指建立了一个实际系统的数学模型后,对系统的瞬态响应、稳态误差和稳定性三个方面的性能进行分析,也就是以数学模型为基础,分析系统在指定的性能指标方面是否满足要求。

在时域内,上述三方面的性能都可以通过求解系统的微分方程或差分方程得到。微分方程或差分方程的解,则由系统本身的结构和参数、初始条件以及输入信号的形式所决定。

本章主要涉及利用经典控制理论在时域进行系统分析的基本内容和基本方法,包括控制系统的瞬态响应分析、零极点对系统瞬态响应的影响、反馈控制系统的稳态误差计算、控制系统的稳定性判据。

### 1 控制系统的瞬态响应及性能指标

#### 1.1 系统基本概念

##### 1.1.1 瞬态响应

系统在输入信号作用下,整个响应过程可分解为两部分:瞬态响应过程和稳态响应过程。瞬态响应过程是指系统从初始状态到进入稳态之间的过渡过程。瞬态响应过程结束后系统就进入稳态响应过程。系统的响应特性就是由瞬态响应特性(简称瞬态特性)和稳态响应特性(简称稳态特性)这两部分组成的。

##### 1.1.2 性能指标

通常采用性能指标来定量地描述控制系统响应特性的优良程度。控制系统的性能指标体系有两种基本类型:优化型和非优化型。在控制工程中使用最广泛的为非优化型性能指标体系。该系统所定义的性能指标,实际上是描述系统的单位阶跃响应特性优良程度的一些特征量。与系统响应的两个分量(瞬态响应和稳态响应)相对应,性能指标也可分为两部分:瞬态性能指标和稳态性能指标。

必须指出:讨论系统的响应特性及性能指标,其前提条件是系统必须稳定。不稳定的系统根本无实用价值,更谈不上性能指标。

##### 1.1.2.1 瞬态性能指标

在参考输入信号作用下,系统的典型单位阶跃响应曲线如图2.3-1所示。对控制系统瞬态响应的要求可概括为两个方面:响应的快速性与平稳性。通常用上升时间 $t_r$ 、延迟时间 $t_d$ 、峰值时间 $t_p$ 以及调节时间 $t_s$ 这4个性能指标来表征

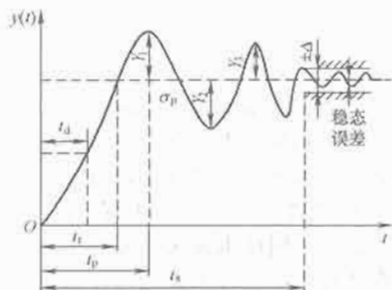


图 2.3-1 闭环采样控制系统

瞬态响应的快速性;用最大超调量 $\sigma_p$ 和振荡次数 $N$ 这两个性能指标来表征瞬态响应的平稳性,分别定义如下:

(1) 延迟时间 $t_d$ :系统响应从0上升到稳态值的50%所需的时间。

(2) 上升时间 $t_r$ :对于欠阻尼系统是指系统响应从0上升到稳态值所需的时间;对于过阻尼系统则指系统响应从稳态值的10%上升到90%所需的时间。

(3) 峰值时间 $t_p$ :系统响应到达第一个峰值所需的时间。

(4) 最大超调量(简称超调量) $\sigma_p$ :系统在瞬态过程中输出响应超过稳态值的最大偏离量。通常以单位阶跃响应稳态值的百分数来表示,即

$$\sigma_p(\%) = \frac{y(t_p) - y(\infty)}{y(\infty)} \times 100\%$$

(5) 调节时间 $t_s$ :系统响应到达并不再超出稳态值的容许误差带 $\pm\Delta$ 所需的最短时间,即

$$|y(t) - y(\infty)| \leq \Delta y(\infty) \quad t \geq t_s$$

通常取 $\Delta$ 为稳态值的5%或2%。调节时间又叫做瞬态过程时间或过渡过程时间。

(6) 振荡次数 $N$ :是指系统响应在调节时间 $t_s$ 的范围内围绕其稳态值振荡的次数。

这些性能指标之间相互有联系,而且响应的快速性与平稳性之间往往是矛盾的(设计时通常需要做折中处理)。因此对于一个控制系统,既无必要而且也难于列出所有的瞬态指标值。在控制工程中通常采用超调量 $\sigma_p$ 和调节时间 $t_s$ 作为主要的瞬态性能指标;以 $\sigma_p$ 来表征系统响应的平稳性,以 $t_s$ 来表征系统响应的快速性。注意,除低阶系统外要精确地确定这些瞬态性能指标的解析式是很困难的。

在过程控制系统中通常用性能指标衰减比或衰减率来表征系统瞬态响应的平稳性和衰减的速率。其中衰减比 $n$ 定义为,系统单位阶跃响应曲线两个相邻的同向波峰振幅之比,即

$$n = Y_1 / Y_3$$

而衰减率 $\psi$ 定义为,每经过一个振荡周期后波动幅度衰减的百分数,即

$$\psi = \frac{Y_1 - Y_3}{Y_1}$$

可见,衰减比与衰减率之间具有简单的对应关系。例如衰减比为 $n=4:1$ ,对应于衰减率 $\psi=0.75$ 。在过程控制中为了保证系统有一定的稳定裕量,一般要求衰减比为 $4:1 \sim 10:1$ ,这相当于衰减率为75%~90%。

##### 1.1.2.2 稳态性能指标

通常用稳态时输出响应的实际值与希望值之差(稳态误差)来衡量系统的稳态控制精度或控制准确度。稳态误差就是控制系统的稳态性能指标。

### 1.2 二阶系统的瞬态响应及性能指标

对二阶系统的分析研究是经典控制理论的一个重要内容。这不仅是因为在控制工程中二阶系统不乏其例,而且更



重要的是因为它是分析研究实际(高阶)系统的基础。

现以一个典型的二阶系统为例来分析研究二阶系统的瞬态响应及性能指标。该系统如图 2.3-2 所示,其开环传递函数为

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s+2\xi\omega_n)} \quad (2.3-1)$$

其二阶系统闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.3-2)$$

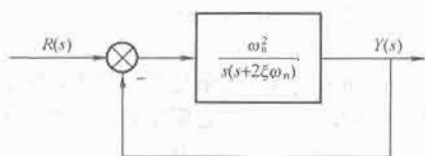


图 2.3-2 典型二阶系统结构

式(2.3-2)称为典型二阶系统的传递函数,其中 $\omega_n$ 称为典型二阶系统的无阻尼自然振荡角频率或自然频率(rad/s); $\xi$ 称为典型二阶系统的阻尼比。系统闭环传递函数的分母等于零所得方程式称为系统的特征方程式,即典型二阶系统的特征方程式为

$$\Delta(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (2.3-3)$$

可求得系统的两个特征根,也称系统的两个极点是

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}$$

当 $\xi=0$ 时,称为无阻尼状态,系统极点为一对分布在虚轴上的共轭虚根。

当 $0<\xi<1$ 时,称为欠阻尼状态,系统极点为一对分布在左半开平面上的共轭复根。

当 $\xi=1$ 时,称为临界阻尼状态,系统极点为一对分布在负实轴上的相等实根。

当 $\xi>1$ 时,称为过阻尼状态,系统极点为两个分布在负实轴上的相异实根。

$\xi$ 和 $\omega_n$ 是二阶系统的两个重要参数,系统响应特性完全由这两个参数来描述。

### 1.2.1 典型二阶系统的单位阶跃响应

当输入信号为单位阶跃函数时,由式(2.3-2)可得二阶系统的单位阶跃响应为

$$Y(s) = \Phi(s)R(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)}$$

由于系统的特征根 $s_{1,2}$ 与系统阻尼比有关,当阻尼比 $\xi$ 为不同值时,单位阶跃响应有不同的形式,下面分几种情况分析二阶系统的瞬态特性。

#### 1.2.1.1 欠阻尼情况 ( $0<\xi<1$ )

由于 $0<\xi<1$ ,则系统的一对共轭复根可写成

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1-\xi^2}$$

当输入信号为单位阶跃函数时,系统输出量的拉氏变换为

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \\ &= \frac{1}{s} - \frac{s + \xi\omega_n}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_n^2(1-\xi^2)} \\ &\quad - \frac{\xi\omega_n}{(s + \xi\omega_n)^2 + \omega_n^2(1-\xi^2)} \end{aligned}$$

对上式进行拉氏反变换,则欠阻尼二阶系统的单位阶跃响应为

$$y(t) = L^{-1}[Y(s)]$$

$$\begin{aligned} &= 1 - e^{-\xi\omega_n t} \left( \cos\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t + \frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\omega_n \sqrt{1-\xi^2} t \right) \\ &= 1 - \frac{e^{-\xi\omega_n t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d t + \varphi) \quad (t \geq 0) \end{aligned} \quad (2.3-4)$$

式中:  $\sin\beta = \sqrt{1-\xi^2}$ ;  $\cos\beta = \xi$ ;  $\varphi = \arctan \frac{\sqrt{1-\xi^2}}{\xi} = \arccos\xi$

称为阻尼角;  $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-\xi^2}$ 称为阻尼振荡(角)频率。相应的单位阶跃响应曲线,如图 2.3-3(b)所示。

由分析式(2.3-4)以及图 2.3-3(b)可以看出:单位阶跃响应表达式(2.3-4)等号右边的第一项,是与输入信号极点相对应的系统响应的稳态分量;而等号右边的第二项是与系统极点相对应的系统响应的瞬态分量。由此可见,欠阻尼典型二阶系统的瞬态响应特性取决于系统极点的分布。与一对共轭复极点相对应的系统瞬态响应为按指数规律衰减的简谐振荡,振荡的频率取决于极点的虚部 $\omega_d$ ,而衰减的速度取决于极点的负实部 $\xi\omega_n$ 。系统极点离虚轴越近, $\xi\omega_n$ 便越小,衰减的速度就越慢;反之,极点离虚轴越远, $\xi\omega_n$ 便越大,衰减的速度就越快,故称 $\xi\omega_n$ 为衰减系数(或阻尼系数)。

#### 1.2.1.2 无阻尼情况 ( $\xi=0$ )

当 $\xi=0$ ,由式(2.3-4)可得此时的单位阶跃响应为

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + \omega_n^2)} = \frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_n^2} \\ y(t) &= L^{-1}[Y(s)] = 1 - \cos\omega_n t \quad t \geq 0 \end{aligned} \quad (2.3-5)$$

上式表明,系统为不衰减的振荡,其振荡频率为 $\omega_n$ ,系统处于临界稳定系统,其相应的单位阶跃响应曲线,如图 2.3-3(a)所示。

由分析式(2.3-5)或图 2.3-3(a)可以看出:与欠阻尼情况一样,无阻尼典型二阶系统的瞬态响应特性也是取决于系统极点的分布。极点为虚轴上的一对共轭虚根,相应的系统瞬态响应为等幅振荡,振荡的频率等于极点的虚部 $\omega_n$ ,故称 $\omega_n$ 为系统的无阻尼自然振荡(角)频率。另外 $\omega_n$ 是由系统的结构和参数所确定的一个固有特征参数,所以称 $\omega_n$ 为系统的自然频率。

必须指出:无阻尼系统响应虽然可以视为欠阻尼系统响应(当 $\xi=0$ 时)的一种特殊情况,但实际系统总存在一定的阻尼,无阻尼只是一种理想的情况;所以无阻尼自然振荡频率 $\omega_n$ 不可能通过实验测得。而实际能测得的是系统的阻尼振荡频率 $\omega_d$ ,当 $\xi=0$ 时有 $\omega_d = \omega_n$ 。为了分析和叙述的方便,在 $\xi \geq 1$ 时仍然用阻尼振荡频率 $\omega_d$ 和无阻尼振荡频率 $\omega_n$ 这两个术语。

#### 1.2.1.3 临界阻尼情况 ( $\xi=1$ )

当 $\xi=1$ 时,系统有两个相等的负实根

$$s_{1,2} = -\omega_n$$

由式(2.3-4)可求得此时系统的单位阶跃响应为

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{\omega_n^2}{s(s + \omega_n)^2} = \frac{1}{s} - \frac{1}{s + \omega_n} - \frac{\omega_n}{(s + \omega_n)^2} \\ y(t) &= L^{-1}[Y(s)] = 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \quad t \geq 0 \end{aligned} \quad (2.3-6)$$

式(2.3-6)表明,临界阻尼二阶系统的单位阶跃响应是稳态值为1的非周期上升过程,整个响应特性不产生振荡,其相应的单位阶跃响应曲线,如图 2.3-3(c)所示。

由式(2.3-6)或图 2.3-3(c)可以看出:临界阻尼时系统的暂态响应特性,同样也取决于系统极点的分布;与一对负实重极点相对应的系统瞬态响应,为单调变化的非周期响应,极点离虚轴越近,暂态响应的速度就越慢。通常

称  $\xi > 1$  为系统过阻尼状态, 而  $\xi = 1$  正处于系统响应从振荡变成不振荡的临界状态, 所以称  $\xi = 1$  时系统为临界阻尼。

#### 1.2.1.4 过阻尼情况 ( $\xi > 1$ )

当  $\xi > 1$  时, 系统有两个不相等的负实根

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}$$

由式 (2.3-4) 可求得此时系统的单位阶跃响应为

$$\begin{aligned} Y(s) &= \frac{\omega_n^2}{s(s-s_1)(s-s_2)} \\ &= \frac{1}{s} + \frac{\omega_n}{2\sqrt{\xi^2-1}} \left( \frac{1/s_1}{s-s_1} - \frac{1/s_2}{s-s_2} \right) \\ y(t) &= L^{-1}[Y(s)] \\ &= 1 + \frac{\omega_n}{2\sqrt{\xi^2-1}} \left( \frac{1}{s_1} e^{s_1 t} - \frac{1}{s_2} e^{s_2 t} \right) \quad (t > 0) \end{aligned} \quad (2.3-7)$$

令  $T_1 = -1/s_1$ ,  $T_2 = -1/s_2$  为过阻尼典型二阶系统的两个时间常数, 可把式 (2.3-7) 写成时间常数的表示形式

$$y(t) = L^{-1}[Y(s)] = 1 + \frac{1}{T_2 - T_1} (T_1 e^{-t/T_1} - T_2 e^{-t/T_2}) \quad (2.3-8)$$

式 (2.3-8) 表明, 系统响应含有两个单调衰减的指数项, 它们的代数和决不会超过稳态值 1, 因而过阻尼二阶系统的单位阶跃响应是非振荡的, 其相应的系统的单位阶跃响应曲线, 如图 2.3-3 (d) 所示。

由式 (2.3-8) 或图 2.3-3 (d) 可以看出: 过阻尼时系统的瞬态响应特性, 同样也取决于系统极点的分布; 与两个相异的负实极点相对应的系统瞬态响应为非周期响应。虽然过阻尼和临界阻尼时系统极点均分布在负实轴上, 因而它们的瞬态响应都是非周期的, 但是在相同的  $\omega_n$  下, 过阻尼系统有一极点比临界阻尼系统的极点更靠近虚轴, 故与临界阻尼系统相比较, 过阻尼系统惯性大, 瞬态响应的速度慢, 呈现迟缓现象。

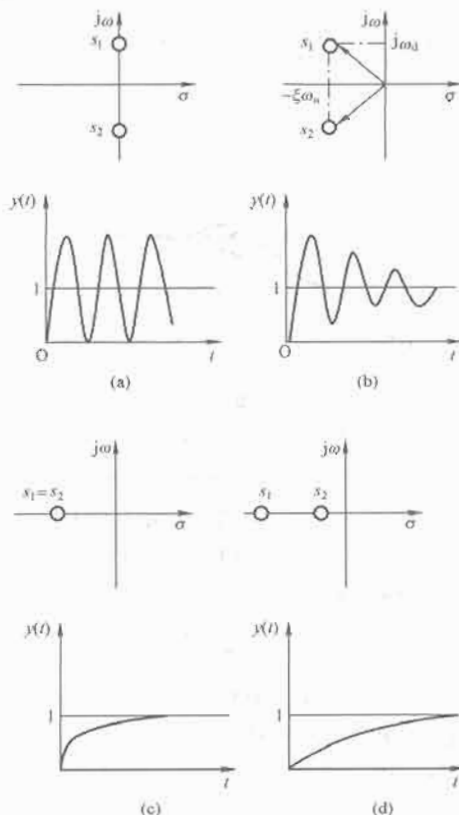


图 2.3-3 典型二阶系统的闭环极点分布和对应的单位阶跃响应曲线

综上所述可见, 典型二阶系统的瞬态响应特性取决于系统极点的分布。若极点是共轭复数, 则瞬态响应为衰减振荡的, 振荡的频率取决于极点的虚部, 而衰减的速度取决于极点的负实部; 若极点是共轭纯虚数, 则瞬态响应为等幅振荡的, 振荡的频率仍然取决于极点的虚部; 若极点是负实数, 则瞬态响应为非周期响应, 极点离虚轴越近, 对应的时间常数便越大, 系统响应的速度就越慢。

由式 (2.3-4) ~ 式 (2.3-7) 可绘制在不同阻尼时, 典型二阶系统的单位阶跃响应如图 2.3-3 所示。由图 2.3-3 可见: 当  $\xi \geq 1$  时系统工作在临界阻尼或过阻尼状态, 瞬态过程进行得缓慢, 而且  $\xi$  值愈大 (过阻尼愈严重) 系统响应就越缓慢, 所以大多数工程系统通常都工作在欠阻尼状态,  $0.4 \leq \xi \leq 0.8$  为宜, 此时系统响应的快速性和平稳性都可以得到较好的满足。只有当系统不允许出现超调或对象本身惯性很大 (如大型加热炉) 时, 才采用临界阻尼或接近临界阻尼的过阻尼工作状态。

系统的单位阶跃响应可分为两种基本类型: 欠阻尼时的衰减振荡和过阻尼 (含临界阻尼) 时的非周期响应。他们的响应曲线形状不同, 瞬态性能的定量分析方法也有所不同。

#### 1.2.2 欠阻尼典型二阶系统的瞬态响应特性

上面已指出, 二阶系统的瞬态响应特性取决于系统极点的分布。下面将从定量的角度进一步阐述这个结论。讨论的中心是系统极点的特征参数 (同时也是典型二阶系统传递函数的特征参数) 与系统性能之间的内在联系, 并以欠阻尼系统的讨论为主。

欠阻尼系统的极点分布如图 2.3-3 (b) 所示。由图可见: 极点与实轴之间的距离 (即极点的虚部) 为阻尼振荡频率  $\omega_d$ ; 极点与虚轴之间的距离 (即极点的负实部) 为衰减系数  $\xi\omega_n$ ; 极点与原点之间的距离为无阻尼自然振荡频率  $\omega_n$ ; 而极点和原点之间的连线与负实轴夹角的余弦便是阻尼比, 即  $\xi = \cos\varphi$ , 故称  $\varphi$  为阻尼角。下面推导欠阻尼典型二阶系统的瞬态性能指标与系统极点的特征参数之间的关系。

##### 1.2.2.1 峰值时间 $t_p$

瞬态响应曲线的峰值出现在驻点处。所以由式 (2.3-4) 求导并令其等于零, 即

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} \sin\omega_d t = 0$$

而在有限的时间内  $\frac{\omega_n}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t} > 0$ , 可得  $\sin\omega_d t = 0$ , 即  $\omega_d t = n\pi$ , 根据定义  $t_p$  为系统的单位阶跃响应曲线第一次达到峰值的时间, 故峰值时间为

$$t_p = \pi/\omega_d = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} = \frac{\tau_d}{2} \quad (2.3-9)$$

上式表明: 二阶系统的峰值时间与系统极点的虚部成反比, 其值等于阻尼振荡周期  $\tau_d$  的一半。系统极点离实轴越远, 即虚部越大, 峰值时间就越短。可见  $t_p$  与两个特征参数  $\xi$  和  $\omega_n$  都有关。若称  $\omega_n t_p$  为规格化峰值时间, 则  $\omega_n t_p$  与阻尼比的关系曲线如图 2.3-4 所示。

##### 1.2.2.2 超调量 $\sigma_p$

由式 (2.3-4) 令  $t = t_p$ , 则可求得系统响应的超调量为

$$\begin{aligned} \sigma_p &= [y(t) - 1] \times 100\% \\ &= -\frac{e^{-\xi\omega_n t_p}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d t_p + \varphi) \times 100\% \\ &= e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \times 100\% \end{aligned}$$

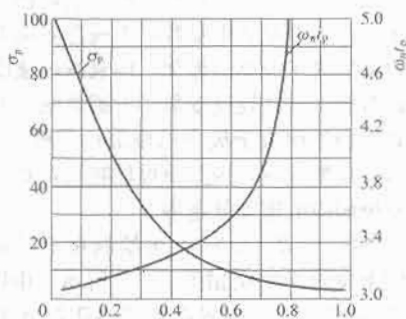


图 2.3-4 典型二阶系统超调量和峰值时间与阻尼比的关系图

$$= \exp(-\pi\xi / \sqrt{1-\xi^2}) \times 100\% \quad (2.3-10)$$

可见,超调量  $\sigma_p$  只是阻尼比  $\xi$  的函数,其关系曲线如图 2.3-4 所示,而与无阻尼自然振荡频率  $\omega_n$  无关,故  $\xi$  可作为对超调量或系统瞬态响应平稳性的一个很好度量。阻尼比越小超调量便越大,振荡越剧烈,系统响应的平稳性就越差;反之也成立。通常选取  $\xi=0.4\sim 0.8$ ,相应的超调量为  $\sigma_p=25.4\%\sim 1.5\%$ 。

在过程控制中通常用衰减比  $n$  来表示系统响应的平稳性。由衰减比的定义  $n=Y_1/Y_3$  可知:当  $n<1$  时,阶跃响应为发散的,系统不稳定;当  $n=1$  时,阶跃响应为等幅振荡,系统临界稳定;当  $n>1$  时,系统响应为衰减振荡的。由式 (2.3-4) 得

$$Y_1 = y(t_{p1}) - 1 = \exp(-\pi\xi / \sqrt{1-\xi^2})$$

$$Y_3 = y(t_{p3}) - 1 = \exp(-3\pi\xi / \sqrt{1-\xi^2})$$

其中,  $t_{p1}$  和  $t_{p3}$  分别为单位阶跃响应曲线的第一个峰值和第三个峰值出现的时刻。

所以有

$$n = Y_1/Y_3 = \exp(2\pi\xi / \sqrt{1-\xi^2}) = 1/(\sigma_p)^2$$

即  $\sigma_p = 1/\sqrt{n}$

### 1.2.2.3 上升时间 $t_r$

当  $t=t_r$  时  $y(t)|_{t=t_r}=1$ , 由式 (2.3-4) 得

$$\frac{e^{-\xi\omega_n t_r}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin(\omega_d t_r + \varphi) = 0$$

所以有  $\sin(\omega_d t_r + \varphi) = 0$ , 即  $\omega_d t_r + \varphi = \pi$ 。

故上升时间为

$$t_r = \frac{\pi - \varphi}{\omega_d} = \frac{\pi - \varphi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \quad (2.3-11)$$

由上式可以看出,上升时间与极点的虚部近似成反比。当  $\xi$  一定时,阻尼角  $\varphi$  也随之而定,系统极点离原点越远,即  $\omega_n$  越大,上升时间就越短;当  $\omega_n$  一定时,  $\xi$  越小,上升时间也越短。所以通常用上升时间来表征系统响应的初始速度,  $t_r$  越短,系统响应的初始速度就越快。

### 1.2.2.4 延迟时间 $t_d$

当  $t=t_d$  时  $y(t)|_{t=t_d}=0.5$ , 由式 (2.3-4) 解得  $t_d$  的隐函数表达式为

$$\omega_n t_d = \ln \frac{2\sin(\omega_n t_d + \varphi)}{\sqrt{1-\xi^2}}$$

可绘制出  $\omega_n t_d$  与阻尼比的关系曲线,如图 2.3-5 所示。

应用曲线拟合法可得,在  $\xi$  较宽范围内  $t_d$  的近似表达式为

$$t_d \approx \frac{1+0.6\xi+0.2\xi^2}{\omega_n} \quad (2.3-12)$$

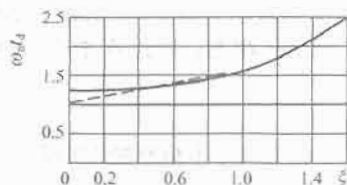


图 2.3-5 规格化延迟时间  $\omega_n t_d$  与阻尼比的关系曲线

在欠阻尼时可用如图 2.3-5 虚线所示的直线来近似,该直线的方程为

$$t_d \approx \frac{1+0.7\xi}{\omega_n} \quad (0 < \xi < 1)$$

通常用  $t_d$  来表征系统响应的延迟特性,  $t_d$  越大系统响应的延迟越严重。但延迟时间  $t_d$  与时滞(纯滞后时间)  $\tau$  是两个不同的概念,切勿混淆。

### 1.2.2.5 调节时间 $t_s$

根据调节时间  $t_s$  的定义,当  $t \geq t_s$  时

$$|y(t) - y(\infty)| \leq \Delta y(\infty)$$

将式 (2.3-4) 代入,  $y(\infty)=1$ , 由式子直接计算  $t_s$  很困难,而且由于欠阻尼二阶规范系统的单位阶跃响应曲线总是被包含在其包络线内,如图 2.3-6 所示。包络线方程为  $1 \pm e^{-\xi\omega_n t / \sqrt{1-\xi^2}}$ ,它是按指数规律衰减的,包络线的时间常数为  $T=1/(\xi\omega_n)$ 。工程上通常用包络线代替实际响应曲线来估算调节时间,  $t_s$  表达式如下:

$$e^{-\xi\omega_n t_s / \sqrt{1-\xi^2}} \approx \Delta$$

或

$$t_s = \frac{1}{\xi\omega_n} \ln \Delta \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} = \frac{1}{\xi\omega_n} \left[ \ln \frac{1}{\Delta} + \ln \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \right]$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{\xi\omega_n} \left[ 4 + \ln \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \right] & (\text{取 } \Delta = 2\% \text{ 时}) \\ \frac{1}{\xi\omega_n} \left[ 3 + \ln \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \right] & (\text{取 } \Delta = 5\% \text{ 时}) \end{cases}$$

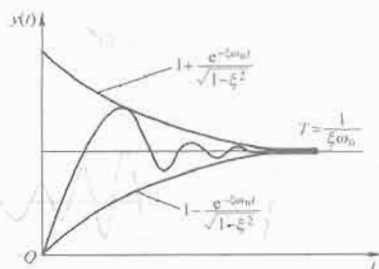


图 2.3-6 欠阻尼二阶系统的单位阶跃响应曲线及其包络线

由于实际响应曲线收敛到误差带内的速度要比包络线快,按上式计算的  $t_s$  值偏大,而在欠阻尼时  $\ln(1/\sqrt{1-\xi^2})$  值较小,在  $0 < \xi < 0.9$  的范围内,上式可进一步简化为:

当  $\Delta=5\%$  时分子取为 3, 当  $\Delta=2\%$  时分子取为 4, 则

$$t_s \approx \frac{3 \sim 4}{\xi\omega_n} \quad (2.3-13)$$

由式 (2.3-13) 可见,调节时间  $t_s$  与系统极点的负实部  $\xi\omega_n$  成反比,当极点离虚轴越远时,  $t_s$  值越小,系统响应就越快;反之,当极点离虚轴越近时,  $t_s$  值越大,系统响应就越慢。

### 1.2.2.6 振荡次数 $N$

在调节时间内所含振荡周期 ( $\tau_d$ ) 的个数,就是系统响

应的振荡次数。于是由式(2.3-13)可求得系统响应的振荡次数为

$$N = \frac{t_s}{\tau_d} = \frac{(3 \sim 4)/(\xi\omega_n)}{2\pi/\omega_d} = \frac{(1.5 \sim 2)\sqrt{1-\xi^2}}{\pi\xi} \quad (2.3-14)$$

由式(2.3-10)可知  $\ln\sigma_p = -\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}$ , 所以振荡次数可表示为

$$N = -\frac{1.5 \sim 2}{\ln\sigma_p} \quad (\text{当 } \Delta = 5\% \text{ 时分子取为 } 1.5, \\ \text{当 } \Delta = 2\% \text{ 时分子取为 } 2)$$

由上式可见, 振荡次数与超调量一样只是阻尼比  $\xi$  的函数, 而与  $\omega_n$  无关。而且振荡次数和超调量是相关的。超调量大, 振荡次数就多; 反之, 超调量小, 振荡次数就少。

综上所述可以看到:

(1) 典型二阶系统的瞬态性能与系统的极点分布密切相关, 它的特性取决于系统极点的分布, 其性能指标可以用极点的特征参数来表示。

(2) 一般来说, 瞬态响应平稳性与快速性对参数的要求往往是矛盾的。在设计实际系统时, 希望提高瞬态响应的快速性, 同时也希望改善响应的平稳性, 所以必须采取合理折中的办法兼顾这两方面的要求, 使得整个系统达到整体性能要求。

(3) 在控制工程中, 通常以超调量  $\sigma_p$  和调节时间  $t_s$  来表示系统瞬态响应的平稳性和快速性。工程上通常称阻尼比  $\xi=1/\sqrt{2}=0.707$  为最佳阻尼比, 相应的二阶系数则称为“二阶最佳”系统。它给控制系统的工程设计带来了很大的方便, 有较强的实用价值, 但需指出:  $\xi=1/\sqrt{2}=0.707$  并非严格意义上的最佳阻尼比, 而是兼顾瞬态响应的平稳性和快速性要求的一个较好的折中值, 不能加以绝对化, 应视系统具体分析。

### 1.2.3 过阻尼二阶规范系统的瞬态响应特性

过阻尼(含临界阻尼)时, 由于  $\xi \geq 1$  系统响应较缓慢, 所以通常较少采用。但在某些特定场合, 却需要使用这类系统。例如, 具有大惯性受控对象的控制系统, 如加热炉的温度控制系统通常采用的是过阻尼系统; 要求响应速度快又不许出现超调的控制系统, 如指示仪或记录仪控制系统采用的就是临界阻尼系统。而且某些高阶系统的响应特性可用过阻尼二阶系统来近似, 所以分析研究过阻尼二阶系统仍然具有较大的实际意义。

过阻尼二阶规范系统的瞬态响应特性取决于系统极点的分布。由于  $\xi \geq 1$  时系统极点  $p_1$  均为负实数, 其特征参数就是极点与虚轴的距离(即  $|p_1|$ ), 或其对应的时间常数  $T_1$  ( $T_1 = -1/p_1$ )。闭环极点离虚轴越近, 对应的时间常数和系统的惯性就越大, 系统响应就越慢; 反之, 极点离虚轴越远, 惯性便越小, 系统响应就越快。由于过阻尼系统的瞬态响应是非周期的, 不存在平稳性的性能指标(如  $\sigma_p$ 、 $t_p$  和  $N$ ), 只有描述响应快速性的三个性能指标: 延迟时间  $t_d$ ; 上升时间  $t_r$  和调节时间  $t_s$ 。由于过阻尼时系统的单位阶跃响应表达式(2.3-6)和式(2.3-7)均为超越方程, 系统的性能指标无法根据定义求出其准确的计算公式, 可以采用数值解法绘制其关系曲线以供查用, 或利用曲线拟合法得到近似的计算公式。

(1) 延迟时间  $t_d$ 。由于式(2.3-12)在  $\xi \geq 1$  时仍然成立, 所以系统瞬态响应的延迟时间为

$$t_d = \frac{1 + 0.6\xi + 0.2\xi^2}{\omega_n} \quad (2.3-15)$$

(2) 上升时间  $t_r$ 。根据上升时间的定义, 由式(2.3-6)和式(2.3-7)则可绘制规格化上升时间  $\omega_n t_r$  与阻尼比的关系曲线如图2.3-7所示。应用曲线拟合法, 可求得曲线的近似表达式为

$$t_r = \frac{1 + 1.5\xi + \xi^2}{\omega_n} \quad (2.3-16)$$

(3) 调节时间  $t_s$ 。以系统的两个极点之比  $p_2/p_1 = T_1/T_2$  为自变量, 由式(2.3-8)可绘制规格化调节时间  $t_s/T_1$  的变化曲线, 如图2.3-8所示(取  $\Delta=5\%$ )。图中阻尼比  $\xi$  为参变量, 标注在曲线上。由系统的特征多项式也可导出  $\xi$  与自变量  $T_1/T_2$  之间的关系为

$$\xi = \frac{1 + T_1/T_2}{2\sqrt{T_1/T_2}} \quad (2.3-17)$$

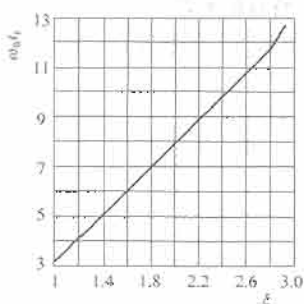


图 2.3-7 过阻尼二阶系统规格化上升时间  $\omega_n t_r$  的关系曲线

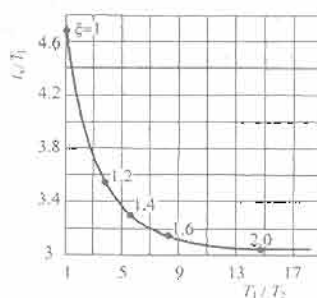


图 2.3-8 过阻尼二阶系统调节时间特性曲线

通过查如图2.3-8所示的曲线, 可求得系统瞬态响应的调节时间。具体求解过程如下: 由已知的闭环极点确定它们之间的比值  $p_2/p_1 = T_1/T_2$ , 然后由图则可求得调节时间  $t_s$  和相应的阻尼比  $\xi$ , 或按式(2.3-17)计算  $\xi$  值。当闭环极点的分布拉得较开时, 极点  $p_2$  远离虚轴, 相应的时间常数  $T_2$  较小, 而  $p_1$  紧靠虚轴, 相应的时间常数  $T_1$  较大。若  $T_1 > 4T_2$  时, 则可忽略小时间常数  $T_2$  的影响, 将系统看作由闭环主要极点  $p_1$  所决定的一阶系统, 于是可取  $t_s = 3T_1$ 。近似所带来的相对误差不超过 10%, 而且比值  $T_1/T_2$  越大相对误差就越小。当  $\xi=1$  时  $p_2/p_1 = T_1/T_2 = 1$ , 由图可查得临界阻尼时, 典型二阶系统的调节时间为

$$t_s = 4.75T_1 \quad (2.3-18)$$

在解决实际问题的过程中, 总结出以下两点:

(1) 瞬态响应的快速性与平稳性对系统参数的要求往往是矛盾的。

要改善瞬态响应的平稳性, 可通过降低开环增益  $K$ 。  $K$  调得越小, 超调量便越小, 瞬态响应的平稳性就越好。当  $K$  调低到一定程度时, 系统响应就无超调, 系统处于临界阻尼或过阻尼状态。但  $K$  调低后系统响应的初始速度变慢, 对瞬态响应的快速性是不利的。

(2) 典型二阶系统的瞬态性能取决于系统极点的分布。

系统的瞬态性能与系统极点之间的关系是: 瞬态响应的基本特性取决于系统极点的类型, 实数极点对应于非周期响应; 复数极点对应于衰减振荡响应, 衰减的快慢速度取决于极点的实部, 而振荡的频率取决于极点的虚部; 瞬态响应的快速性取决于极点的负实部  $\xi\omega_n$ , 极点离虚轴越远,  $\xi\omega_n$  越大, 调节时间  $t_s$  值便越小, 系统响应就越快; 瞬态响应的平稳性取决于阻尼角  $\varphi$  (或阻尼比  $\xi$ ),  $\varphi$  越小,  $\xi$  便越大, 系统响应就越平稳; 在等  $\xi$  线上极点与原点的距离(即  $\omega_n$ ) 表征系统响应在一定阻尼比下的快速性,  $\omega_n$  越大, 瞬态响



应的快速性就越好。

### 1.3 添加零点对二阶规范系统瞬态特性的影响

我们知道,系统的零状态响应特性取决于系统零极点的分布。因此系统的瞬态特性不仅与系统极点的分布有关,而且与零点以及整个系统零极点的分布状况都有关。上一节详细讨论了系统极点对瞬态特性的影响,在这一节将讨论零点的作用。

下面以典型的欠阻尼工作状态为例,着重分析添加零点对系统瞬态特性的影响。闭环零点的设置有两种方式:一种是直接添加闭环零点,另一种是通过在前向通道中添加开环零点来设置闭环零点。按这两种方式添加的零点,对系统瞬态特性的影响是不一样的。现对它们分别讨论如下。

#### 1.3.1 添加闭环零点对系统瞬态特性的影响

若在典型二阶系统的基础上添加一个闭环零点,则系统的闭环传递函数变为

$$\Phi_z(s) = \frac{Y_z(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2(1+\tau s)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

或

$$\Phi_z(s) = \frac{-\omega_n^2(s-z)}{z(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}$$

$$= \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} - \frac{s}{z} \left( \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \right) \quad (2.3-19)$$

式中:  $z = -1/\tau$  为闭环零点。相应的系统零极点分布及结构图,如图 2.3-9 所示。

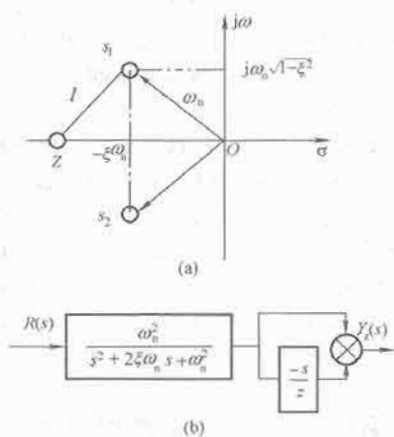


图 2.3-9 具有零点的二阶系统  
(a) 零极点分布图; (b) 结构图

$$Y_z(s) = \Phi_z(s) \frac{1}{s}$$

$$= \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} - \frac{s}{z} \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)}$$

或

$$y_z(t) = L^{-1}[Y_z(s)] = y(t) - \frac{1}{z} \dot{y}(t) \quad (2.3-20)$$

式中:  $y(t)$  为对应的典型二阶系统的单位阶跃响应表达式,见式 (2.3-4)。

由式 (2.3-20) 可知:具有零点二阶系统的单位阶跃响应,是在典型二阶系统单位阶跃响应的基础上叠加一个微分分量  $-\frac{1}{z} \dot{y}(t)$ ,如图 2.3-10(a) 所示。因此微分分量体现

了添加的闭环零点对系统瞬态特性的影响。影响的大小与系统响应  $y(t)$  的变化率成正比,与闭环零点和虚轴之间的距离  $-z$  成反比。 $y(t)$  的变化率越大微分作用便越强,零点的影响就越大;闭环零点离虚轴越近,影响就越显著,反之,若零点离虚轴越远,则影响就越弱。一般来说,闭环零点的作用是使响应加快,振荡加剧。可在变化缓慢的系统中精心地引入合适的闭环零点,使系统的瞬态特性得到改善。

将式 (2.3-4) 代入式 (2.3-20),则系统的单位阶跃响应可进一步改写为

$$y_z(t) = y(t) - \frac{1}{z} \dot{y}(t)$$

$$= \left[ 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \varphi) \right] - \frac{\zeta\omega_n}{z} \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\xi \sqrt{1-\zeta^2}} \sin\omega_d t$$

$$= 1 - \frac{\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2} e^{-\zeta\omega_n t}}{\xi \sqrt{1-\zeta^2}} \sin(\omega_d t + \theta) \quad (2.3-21)$$

$$\theta = \arctan \frac{\xi \sqrt{1-\zeta^2}}{\xi^2 - r}$$

$$= \arctan \frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\xi} + \arctan \frac{\omega_d}{-z - \zeta\omega_n} = \varphi + \psi_0$$

式中:  $r = \zeta\omega_n/(-z)$  为闭环极点与闭环零点的实部的比值。

相应添加零点的二阶系统的单位阶跃响应曲线,如图 2.3-10(b) 所示。

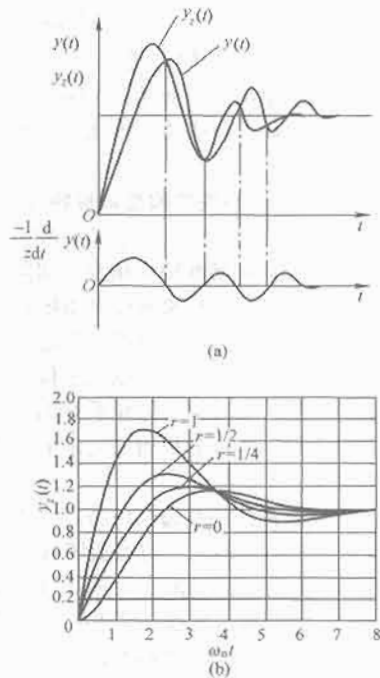


图 2.3-10 具有零点二阶系统的瞬态特性  
(a) 闭环零点对系统瞬态响应的影响;  
(b) 单位阶跃响应曲线 ( $\xi=0.5$ )

具有零点二阶系统的单位阶跃响应,是在典型二阶系统单位阶跃响应的基础上,叠加一个由零点产生的微分分量。所以可预计具有零点二阶系统的瞬态性能指标,也将是在二阶规范系统的对应指标基础上变化一个分量。为了简化讨论,不妨以超调量和调节时间这两个主要性能指标来分别表征系统瞬态响应的平稳性与快速性,并以典型的欠阻尼工作状态为例说明如下。



将式(2.3-21)与式(2.3-4)进行比较可见,它们的表示形式是相似的。因此具有零点二阶系统的瞬态性能指标,可按二阶规范系统的类似方法推导如下。

(1) 上升时间  $t_{rz}$ 。根据定义当  $t=t_{rz}$  时,  $y_z(t)|_{t=t_{rz}}=1$ , 于是由式(2.3-21)可得

$$\frac{\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2}}{\xi\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t_{rz}} \sin(\omega_d t_{rz} + \theta) = 0$$

而在有限时间内  $\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2} e^{-\xi\omega_n t_{rz}} / \xi\sqrt{1-\xi^2} \neq 0$ , 则有  $\sin(\omega_d t_{rz} + \theta) = 0$ , 即  $\omega_d t_{rz} + \theta = \pi$ 。所以系统瞬态响应的上升时间为

$$t_{rz} = \frac{\pi - \theta}{\omega_d} = \frac{(\pi - \varphi) - \psi}{\omega_d} = t_r - \frac{\psi}{\omega_d} \quad (2.3-22)$$

式中:  $t_r = (\pi - \varphi)/\omega_d$  为对应二阶系统上升时间的表达式, 见式(2.3-11)。

(2) 峰值时间  $t_{pz}$ 。瞬态响应曲线的峰值出现在驻点处。对式(2.3-21)求导并令其等于零

$$\frac{dy_z(t)}{dt} = \frac{\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2}}{\xi\sqrt{1-\xi^2}} \omega_n e^{-\xi\omega_n t} \sin(\omega_d t + \psi) = 0$$

在瞬态过程中  $\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2} / \xi\sqrt{1-\xi^2} \omega_n e^{-\xi\omega_n t} > 0$ , 于是可得  $\sin(\omega_d t + \psi) = 0$ , 即  $\omega_d t + \psi = n\pi (n=1, 2, \dots)$ 。则响应曲线各个峰值出现的时刻为

$$t = \frac{n\pi - \psi}{\omega_d} \quad n=1, 2, \dots$$

而衰减振荡的第一峰值便是瞬态响应的最大峰值, 所以峰值时间为

$$t_{pz} = \frac{\pi - \psi}{\omega_d} = t_p - \frac{\psi}{\omega_d} = t_p - \frac{1}{\omega_d} \arctan \frac{\omega_d}{z - \xi\omega_n} \quad (2.3-23)$$

式中:  $t_p = \pi/\omega_d$  为对应二阶规范系统峰值时间的表达式, 见式(2.3-9)。

(3) 超调量  $\sigma_{pz}$ 。根据定义, 将式(2.3-23)代入式(2.3-21), 则可求得系统瞬态响应的超调量为

$$\begin{aligned} \sigma_{pz} &= [y_z(t_{pz}) - 1] \times 100\% \\ &= -\frac{\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2}}{\xi\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t_{pz}} \sin(\omega_d t_{pz} + \theta) \times 100\% \\ &= \frac{\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2}}{\xi} e^{-\xi\omega_n t_{pz}} \times 100\% \\ &= -\frac{l}{z} e^{-\xi\omega_n t_{pz}} \times 100\% \\ &= \sigma_p \left( -\frac{l}{z} e^{-\xi\omega_n t_{pz}} / \sqrt{1-\xi^2} \right) \end{aligned} \quad (2.3-24)$$

式中:  $l$  为闭环零、极点之间的距离[见图 2.3-9(a)], 其值为

$$\begin{aligned} l &= \sqrt{(-z - \xi\omega_n)^2 + (\omega_n \sqrt{1-\xi^2})^2} \\ &= \sqrt{z^2 + 2\xi\omega_n z + \omega_n^2} \end{aligned}$$

$\sigma_p = e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \times 100\%$  为对应典型二阶系统超调量的表达式, 见式(2.3-10)。

(4) 调节时间  $t_{sz}$ 。与典型二阶系统相类似, 工程上通常用包络线近似代替系统的响应曲线来估算调节时间。于是由式(2.3-21)可得, 当  $t=t_{sz}$  时存在下列关系式

$$\left| \frac{\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2}}{\xi\sqrt{1-\xi^2}} e^{-\xi\omega_n t_{sz}} \right| = \Delta$$

所以可求得系统瞬态响应的调节时间为

$$\begin{aligned} t_{sz} &= \frac{1}{\xi\omega_n} \ln \frac{\sqrt{\xi^2 - 2r\xi^2 + r^2}}{\Delta\xi\sqrt{1-\xi^2}} \\ &= \frac{1}{\xi\omega_n} \ln \frac{l}{\Delta(-z)\sqrt{1-\xi^2}} \\ &= \frac{1}{\xi\omega_n} \left[ \left( \ln \frac{1}{\Delta} + \ln \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \right) + \ln \frac{l}{-z} \right] \\ &= t_s + \frac{1}{\xi\omega_n} \ln \frac{l}{-z} \end{aligned} \quad (2.3-25)$$

式中:  $t_s = \frac{1}{\xi\omega_n} \left( \ln \frac{1}{\Delta} + \ln \frac{1}{\sqrt{1-\xi^2}} \right)$  为对应典型二阶系统调节时间的表达式。

分析式(2.3-22)~式(2.3-25)可以看到: 具有零点二阶系统瞬态性能指标取决于闭环零极点的分布; 它们是在典型二阶系统对应性能指标的基础上, 由于零点的作用而变化一个分量。一般情况, 闭环零点的微分作用使得峰值时间提前、超调量增大、振荡加剧、调节时间拉长, 而变化量的大小与闭环零点在整个闭环零极点分布中的相对重要性, 即参量  $r$  的大小有关。若零点分布在极点的右侧靠近虚轴(即  $r>1$ ), 零点的作用较强, 则变化量较大, 零点越靠近虚轴,  $r$  值便越大, 变化量就越大, 零点的影响就越显著; 若零点分布在极点的左侧远离虚轴(即  $r<1$ ), 零点的作用较弱, 则变化量较小, 零点越远离虚轴,  $r$  值便越小, 变化量就越小, 零点的影响就越不显著。工程上通常认为当  $r \leq 1/4$  时, 零点的影响可忽略不计。

综上所述, 二阶系统瞬态响应的基本特性取决于闭环极点的分布, 而瞬态响应特性曲线的形状则与闭环零极点的分布有关。

### 1.3.2 添加开环零点对系统瞬态特性的影响

若在典型二阶系统的基础上添加一个开环, 即在前向通道中接入比例微分环节  $(1 + T_d s)$  对受控对象  $G_o(s)$  进行比例微分控制, 系统的结构图如图 2.3-11 所示。由图 2.3-11 可得系统的开、闭环传递函数分别为

$$\begin{aligned} G_k(s) &= (T_d s + 1) G_o(s) = \frac{\omega_n^2 (T_d s + 1)}{s(s + 2\xi\omega_n)} \\ &= \frac{[\omega_n / (2\xi)] (T_d s + 1)}{s[s / (2\xi\omega_n) + 1]} \end{aligned} \quad (2.3-26)$$

$$\begin{aligned} \Phi(s) &= \frac{G_k(s)}{1 + G_k(s)} \\ &= \frac{\omega_n^2 (T_d s + 1)}{s^2 + (2\xi\omega_n + \omega_n^2 T_d) s + \omega_n^2} \\ &= \frac{-\omega_n^2 (s - z)}{z(s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)} \end{aligned} \quad (2.3-27)$$

式中:  $\xi_e = \xi + \omega_n T_d / 2 = \xi - \omega_n / (2z)$  为系统的等效阻尼比;  $z = -1/T_d$  为系统的开环零点, 同时也是闭环零点。

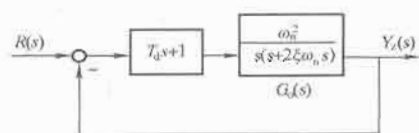


图 2.3-11 比例微分控制二阶系统结构

分析式(2.3-26)和式(2.3-27)可以看到:

(1) 开环零点的作用: 在前向通道中添加的开环零点  $z = -1/T_d$ , 它同时也是系统的闭环零点。这种双重性决定了它的作用也有两方面: 一方面作为闭环零点, 使得系统的响应加快、振荡加剧; 另一方面作为开环零点, 使得系统

的等效阻尼比  $\xi_e$  增大,改善了瞬态响应的平稳性。合成的结果使得系统响应加快的同时又减小了超调量,从而有效地改善系统的瞬态特性。在保证系统具有一定的瞬态性能的前提下,可适当提高系统的开环增益,来改善系统的稳态特性。而  $\xi_e$  的增加量与开环零点和虚轴之间的距离成反比,若开环零点离虚轴越近,它的作用便越强,等效阻尼比的增加量[即  $\xi_e$  与原系统阻尼比  $\xi$  之差值  $\xi_e - \xi = -\omega_n / (2\zeta)$ ]也越大,从而瞬态响应平稳性的改善就越显著;反之,若开环零点离虚轴越远,它的作用便越弱,等效阻尼比的增加量以及瞬态响应平稳性的改善就越不明显。此外,添加的开环零点,不影响系统的开环增益  $[K = \omega_n / (2\zeta)]$  和无阻尼振荡频率  $\omega_n$ 。

由于添加的是零点,无论是闭环零点还是开环零点,对输入端的高频噪声都有明显的放大作用,从而对系统的抗干扰性能是不利的。所以在实际应用中,通常零点的作用不宜过强。同时为了降低信噪比和提高系统的性能,接在比例微分环节后面的放大器应选用高质量的放大器。当输入端有严重噪声时,则不宜引入零点。

(2) 闭环传递函数表达式 (2.3-27) 与式 (2.3-19) 在形式上是相同的,因而瞬态性能指标表达式 (2.3-22) ~ 式 (2.3-25) 只要用等效阻尼比  $\xi_e$  置换式中的  $\xi$  同样也是适用的。

## 2 反馈控制系统的稳态误差

稳态误差是衡量系统控制精度的,在控制系统设计中作为静态指标。实际的控制系统由于本身结构和输入信号的不同,其稳态输出量不可能完全与输入量一致,也不可能任何的扰动作用下都能够准确地恢复到原有的平衡点。另外,系统中还存在着摩擦、间隙、死区和零位输出等非线性因素。因此,控制系统的稳态误差总是不可避免的。设计的任务是要使稳态误差尽可能地小。当稳态误差足够小以至于可以忽略不计时,可近似地认为系统的稳态误差为零,这种系统称为无差系统,而稳态误差达不到可忽略的系统则称为有差系统。影响系统稳态误差的因素很多,大体上可分为两类:一类是由元器件的非线性因素(如摩擦、间隙、死区和零位输出等非线性因素)等引起的稳态误差,称为结构性稳态误差;另一类是由线性控制系统的结构、参数以及输入信号的形式和大小所引起的稳态误差,称为原理性稳态误差。下面所讨论的是,线性控制系统的原理性稳态误差(简称系统的稳态误差)的变化规律及其计算方法。

控制系统的输入信号可分为两种类型:参考输入信号和扰动信号。相应地,控制系统的稳态误差可分为跟踪稳态误差(一般称为稳态误差)和扰动稳态误差两个部分。跟踪稳态误差是不考虑扰动作用而仅由参考输入信号所引起的稳态误差,通常用这一稳态误差来衡量随动系统的输出量跟踪参考输入信号变化的稳态性能,故称为跟踪稳态误差。而扰动稳态误差是不考虑参考输入信号而仅由扰动作用所引起的稳态误差,对于恒值控制系统其参考输入信号一经整定好后就保持不变,故通常用扰动稳态误差来衡量恒值控制系统的稳态性能。作用于实际系统的输入信号往往既有参考输入信号又有扰动信号,只要应用叠加原理将分别求得的跟踪稳态误差和扰动稳态误差叠加在一起,便可得到该控制系统的稳态误差。下面对以上两种误差分别加以讨论,讨论的前提条件是系统必须稳定,因为不稳定的系统不存在稳态响应,更谈不上稳态误差的问题。

### 2.1 稳态误差的概念及计算

对于单位反馈系统,其结构如图 2.3-12 所示。当不考虑扰动作用[即令  $D(s) = 0$ ]时,稳态误差的概念如下:当系统稳定以后,系统输出量的实际值与设定值之差,设定值就是参考输入信号  $r(t)$ ,所以

$$e_r(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} [r(t) - y(t)]$$

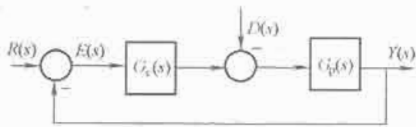


图 2.3-12 单位反馈闭环系统结构

由图 2.3-12 可知

$$Y(s) = \frac{G_c(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} R(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} R(s)$$

所以可得稳态误差的拉氏变换的表达式

$$\begin{aligned} E_r(s) &= R(s) - Y(s) = R(s) - \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} R(s) \\ &= \frac{1}{1 + G_o(s)} R(s) = \Phi_e(s) R(s) \end{aligned} \quad (2.3-28)$$

式中:  $\Phi_e(s) = 1/[1 + G_o(s)]$  为系统的误差传递函数,即闭环传递函数:  $G_o(s) = G_c(s)G_p(s)$  为系统的开环传递函数,其一般表达式为

$$\begin{aligned} G_o(s) &= G_c(s)G_p(s) \\ &= \frac{K \prod_{i=1}^m (T_i s + 1)}{s^N \prod_{j=1}^r (\tau_j s + 1)} = \frac{K' \prod_{i=1}^m (s + z_i)}{s^N \prod_{j=1}^r (s + p_j)} \end{aligned} \quad (2.3-29)$$

在式 (2.3-29) 中,令  $n = N + r$  为系统的阶数,而  $N$  为开环系统中积分环节的个数,即系统的类型,通常把  $N = 0, 1, 2, \dots$  的系统分别称为 0, I, II, ... 型系统,  $K$  称为开环系统的开环放大倍数(开环增益),其定义如下

$$K = \lim_{s \rightarrow 0} s^N G_o(s) = K' \frac{\prod_{i=1}^m z_i}{\prod_{j=1}^r p_j} \quad (2.3-30)$$

在以上的式子中,  $-z_1, -z_2, \dots, -z_m$  和  $-p_1, -p_2, \dots, -p_n$  分别为开环传递函数的零点和极点(包括在  $s$  平面原点的  $N$  个极点);  $K'$  不是系统的开环放大倍数,只是它的一个比例。在系统分析中要注意开环零极点和闭环零极点之分以及开环放大倍数和闭环放大倍数的区别。

对式 (2.3-28) 取拉氏反变换,则可得系统的稳态误差为

$$e_r(t) = \mathcal{L}^{-1}[E_r(s)] = \mathcal{L}^{-1}[\Phi_e(s)R(s)] = e_{tr}(t) + e_{sr}(t)$$

一般来说,系统的稳态误差分解为两个分量:瞬态分量  $e_{tr}(t)$  和稳态分量  $e_{sr}(t)$ 。而讨论稳态误差的前提条件是系统必须稳定,于是当  $t \rightarrow \infty$  时,瞬态分量必须趋近于零。所以反馈控制系统的稳态误差通常被定义为当  $t$  足够大时系统误差信号  $e_r(t)$  的稳态分量  $e_{sr}(t)$ 。

#### 2.1.1 系统类型

由式 (2.3-28) 可以看到:稳态误差与系统的结构和参数[即  $G_o(s)$ ]以及输入信号  $R(s)$  的形式和大小有关。输入信号  $R(s)$  的典型形式为阶跃函数、斜坡函数、抛物线函数。它们均可以用时间  $t$  的多项式来表示,所以属于多项式输入的形式,其一般表达式为

$$\begin{cases} r(t) = a_0 + a_1 t + \frac{a_2}{2!} t^2 + \cdots + \frac{a_p}{p!} t^p \\ R(s) = L[r(t)] = \frac{a_0}{s} + \frac{a_1}{s^2} t + \cdots + \frac{a_p}{s^{p+1}} = \frac{R_1(s)}{s^{p+1}} \end{cases} \quad (2.3-31)$$

式中:  $R_1(s) = a_0 s^p + a_1 s^{p-1} + \cdots + a_{p-1} s + a_p$ , 当  $s=0$  时  $R_1(0) = a_p$  为一常数。当输入信号为多项式形式时, 系统是否存在稳态误差就取决于开环传递函数。

将式(2.3-31)和式(2.3-29)代入式(2.3-28)中, 于是有

$$E_r(s) = \Phi_e(s) R(s) = \frac{s^N \prod_{j=1}^r (s + p_j)}{s^N \prod_{j=1}^r (s + p_j) + K' \prod_{i=1}^m (s + z_i)} \frac{R_1(s)}{s^{p+1}}$$

如果  $sE_r(s)$  的极点都分布在左半开平面上, 应用拉氏变换的终值定理则可求得系统的稳态误差为

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_r(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s E_r(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^N \prod_{j=1}^r (s + p_j)}{s^N \prod_{j=1}^r (s + p_j) + K' \prod_{i=1}^m (s + z_i)} \frac{R_1(s)}{s^{p+1}} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^{N+1} \prod_{j=1}^r (s + p_j)}{s^{N+1} \prod_{j=1}^r (s + p_j) + K' s \prod_{i=1}^m (s + z_i)} \frac{R_1(s)}{s^{p+1}} \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s^{N+1} \frac{a_p}{s^{p+1}}}{s^{N+1} + K' \frac{a_p}{s^{p+1}}} \quad (2.3-32) \end{aligned}$$

分析式(2.3-32)可以看到: 跟踪稳态误差与系统的类型  $N$ 、开环增益  $K$  以及输入信号的形式和大小有关, 系统的开环增益  $K$  和在坐标原点上开环极点的重数  $N$ , 反映了控制系统的结构与参数对系统跟踪稳态误差的影响。如系统存在稳态误差, 则其值与开环增益近似成反比,  $K$  越大跟踪稳态误差就越小; 与瞬态性能不同, 系统的稳态性能与开环传递函数的分子和分母的阶次  $m$  和  $r$  无关。

在多项式类型输入信号(简称多项式输入信号)作用下, 系统在坐标原点上开环极点的重数  $N$  与跟踪稳态误差之间的关系为: 若  $N=p$ , 则式(2.3-32)的分子与分母的  $s$  的幂次项将互相对消, 跟踪稳态误差为一有限值, 这表明  $N=p$  时系统的输出量可以跟踪输入信号的变化, 但存在一定的稳态误差; 若  $N>p$ , 则式(2.3-32)的分子的  $s$  的幂次高于分母的  $s$  的幂次, 对消后分子仍含有  $s$  的幂次因子, 因此系统的跟踪稳态误差为零, 这表明  $N>p$  时系统的输出量可以无稳态误差地跟踪输入信号的变化; 若  $N<p$ , 则式(2.3-32)的分母的  $s$  的幂次高于分子的  $s$  的幂次, 对消后分母仍含有  $s$  的幂次因子, 可以证明这时系统的跟踪稳态误差将随时间的推移而不断地增大, 当  $t \rightarrow \infty$  时, 其终值误差可达无穷大, 这表明  $N<p$  时系统的输出量无法跟踪输入信号的变化。

综上所述可见: 在多项式输入信号作用下, 系统是否存在跟踪稳态误差取决于在坐标原点上开环极点的重数, 即开环串联积分环节的阶数  $N$ 。因此从稳态性能出发, 可以根据  $N$  对系统进行分类并定义系统类型, (闭环)系统可以跟踪的多项式输入信号的最高次数。如果开环具有  $N$  阶积分环节, 则系统可以跟踪  $p=N$  次多项式输入信号, 所以称该系统为  $N$  型系统。其具体含义是: 若  $N=0$ ,  $G_0(s)$  没有在坐标原点上的开环极点, 则该系统为 0 型系统, 这意味着它只能跟踪 0 次多项式输入(即阶跃输入)信号, 而不可能跟踪  $p>0$  的高次多项式输入信号(如 1 次输入的斜坡信号和 2 次输入的抛物线信号等); 若  $N=1$ ,  $G_0(s)$  在坐标原点处有一开环极点, 则该系统为 1 型系统, 这意味着它只能跟踪 1 次多项式输入(即斜坡函数)信号, 而对于  $p<1$  的多项式输入

信号(即阶跃函数)可实现无稳态误差的跟踪, 对于  $p>1$  的信号(如抛物线函数等)便无法跟踪; 其他类型系统的含义可依次类推。因此系统是否存在跟踪稳态误差, 主要取决于系统类型  $N$ 。从提高系统的控制精度出发, 显然提高系统类型  $N$  是有利的。但  $N$  的过分增大, 将导致瞬态性能的恶化, 甚至使系统不稳定。所以通常  $N$  不宜超过 2, 除了航天控制系统外, 3 型和 3 型以上系统几乎不采用。

由式(2.3-32)可以看到: 系统开环传递函数  $G_0(s)$  所含串联积分环节的阶数  $N$ , 与误差传递函数  $\Phi_e(s)$  所含在坐标原点上零点的重数是相同的, 因此也可根据  $\Phi_e(s)$  在坐标原点上的零点重数来确定系统类型。有时又称  $N$  为系统的无差度, 即  $N$  型系统为具有  $N$  阶无差度的系统。

### 2.1.2 稳态误差的计算

控制系统的跟踪稳态误差可分为两种类型: 稳态误差为一常值(包括 0), 或随时间变化的函数。相应的计算方法分别是: 基于终值定理的误差系数法或闭环传递函数分析法, 基于误差级数的广义误差系数法。现分别讨论如下。

#### 2.1.2.1 误差系数法

如果函数  $sE_r(s)$  的极点都分布在左半开平面上, 则可应用终值定理由式(2.3-28)方便地求得系统的跟踪稳态误差为

$$e_{sr} = \lim_{t \rightarrow \infty} e_r(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s E_r(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s R(s)}{1 + G_0(s)} \quad (2.3-33)$$

由式(2.3-33)求出的稳态误差, 实际上是  $t$  趋于无穷大时稳态误差的终值, 即系统的(稳态)终值误差。所以只有当系统的稳态误差为一常值(包括 0), 即稳态误差与终值误差相等时, 应用式(2.3-33)求稳态误差才是有实际的意义。也就是说, 只有当终值定理的前提条件得到满足, 即  $sE_r(s)$  的极点都分布在左半开平面上时, 应用式(2.3-33)求跟踪稳态误差才是有效的。如果  $sE_r(s)$  的极点都分布在左半闭平面上但在虚轴上有位于坐标原点上的极点时, 严格地说是不能运用终值定理来计算稳态误差的, 如果使用方法将得到稳态误差为无穷大的结果。然而这一无穷大的结果恰好与实际稳态误差当  $t$  趋于无穷大时的结果相一致。所以在工程上为了应用方便, 将这种情况作为特例仍使用终值定理来计算。但应注意: 这时求得的只是(稳态)终值误差, 而不是跟踪稳态误差的完整表达式; 其含义是系统的跟踪稳态误差将随时间的推移而不断地增大, 当  $t$  趋于无穷大时其终值误差也趋于无穷大。

大多数系统的输入信号可以用典型输入信号: 阶跃函数、斜坡函数和抛物线函数以及它们的线性组合来表示。若取  $R(s)$  为典型输入信号, 由式(2.3-33)则可导出在工程上实用的计算稳态误差的误差系数法。

(1) 当输入信号为单位阶跃函数时。设  $r(t)=1(t)$ ,  $R(s)=L[r(t)]=1/s$ , 代入式(2.3-33)于是有

$$e_{sr} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s R(s)}{1 + G_0(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \frac{1}{s}}{1 + G_0(s)} = \frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G_0(s)}$$

若令

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G_0(s) = G_0(0) \quad (2.3-34)$$

则有

$$e_{sr} = \frac{1}{1 + K_p} \quad (2.3-35)$$

由式(2.3-35)可见, 系统跟踪单位阶跃输入信号的稳态误差完全取决于  $K_p$  的大小。所以称  $K_p$  为系统的阶跃误差系数。

(2) 当输入信号为单位斜坡函数时。设  $r(t)=t+1(t)$ ,  $R(s)=L[r(t)]=1/s^2$ , 代入式(2.3-33)于是有

$$e_{sr} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1+G_o(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \cdot \frac{1}{s^2}}{1+G_o(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{sG_o(s)}$$

若令

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} sG_o(s) \quad (2.3-36)$$

则有

$$e_{sr} = \frac{1}{K_v} \quad (2.3-37)$$

由式(2.3-37)可见, 系统跟踪单位斜坡输入信号的稳态误差完全取决于  $K_v$  的大小。所以称  $K_v$  为系统的斜坡误差系数。

(3) 当输入信号为单位抛物线函数时。设  $r(t)=\frac{1}{2}t^2+1(t)$ ,  $R(s)=L[r(t)]=1/s^3$ , 代入式(2.3-33)有

$$e_{sr} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sR(s)}{1+G_o(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s \cdot \frac{1}{s^3}}{1+G_o(s)} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2 G_o(s)}$$

若令

$$K_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 G_o(s) \quad (2.3-38)$$

则有

$$e_{sr} = \frac{1}{K_a} \quad (2.3-39)$$

由式(2.3-39)可见, 系统跟踪单位抛物线输入信号的稳态误差完全取决于  $K_a$  的大小。所以称  $K_a$  为系统的抛物线误差系数。

由式(2.3-34)~式(2.3-39)可求得在典型输入信号作用下, 各型系统的跟踪稳态误差和相应的误差系数如表 2.3-1 所示。

表 2.3-1 典型输入信号作用下各型系统的跟踪稳态误差和相应的误差系数

系统类型 (或无差度)	误差系数			跟踪稳态(终值)误差		
	$K_p$	$K_v$	$K_a$	单位阶跃输入 $e_{sr} = \frac{1}{1+K_p}$	单位斜坡输入 $e_{sr} = \frac{1}{K_v}$	单位抛物线输入 $e_{sr} = \frac{1}{K_a}$
0	$K$	0	0	$e_{sr} = \frac{1}{1+K}$	$\infty$	$\infty$
I	$\infty$	$K$	0	0	$\frac{1}{K}$	$\infty$
II	$\infty$	$\infty$	$K$	0	0	$\frac{1}{K}$
III	$\infty$	$\infty$	$\infty$	0	0	0

由表 2.3-1 可看到: 对于 0 型控制系统, 其阶数误差系数等于系统的开环增益(即  $K_p=K$ ), 而  $K_v=K_a=0$ , 所以它只能跟踪阶跃输入信号但有稳态误差, 其值与  $K_p$ (或开环增益  $K$ ) 大致成反比, 通常称跟踪阶跃输入信号有稳态误差的系统为有差系统, 所以 0 型系统为有差系统, 它无法跟踪变化更快的输入信号(如斜坡信号或抛物线信号), 如果勉强使用, 其跟踪误差将随时间而不断地增大, 当  $t$  趋于无穷大时终值误差将达到无穷大, 如表中第一行所示; 对于 I 型控制系统, 其  $K_p=\infty$ , 所以它可无稳态误差地跟踪阶跃输入信号, 通常称跟踪阶跃输入信号无稳态误差的系统为无差系统, 所以  $v \geq 1$  的各型系统为无差系统, 并称 I 型系统为 1 阶无静差系统, II 型系统为 2 阶无静差系统, 其余可类推。

I 型系统的斜坡误差系数等于系统的开环增益(即  $K_v=K$ ), 所以它跟踪斜坡信号有稳态误差, 其值与  $K_v$ (或开环增益  $K$ ) 大致成反比, I 型单位反馈系统的典型响应曲线如图 2.3-13 所示, 而  $K_a=0$  即 I 型系统无法跟踪抛物线输入信号, 如果勉强使用, 其跟踪误差将随时间而不断地增大, 当  $t$  趋于无穷大时终值误差将达到无穷大, 如表中第二行所示; 对于 II 型控制系统, 其  $K_p=K_v=\infty$ , 所以对阶跃信号和斜坡信号而言均为无差系统, 而  $K_a=K$  这表明 II 型系统可以跟踪抛物线信号但有稳态误差, 其值与  $K_a$ (或开环增益  $K$ ) 成反比, 如表中第三行所示, II 型单位反馈系统的典型响应曲线如图 2.3-14 所示; 对于 III 型控制系统, 由于  $K_p, K_v, K_a$  均为无穷大, 只要系统稳定其稳态输出能准确跟踪阶跃信号、斜坡信号、抛物线信号以及由它们的线性组合所构成的任何输入信号, 均无稳态误差。而且由表可见: 就同一典型输入信号而言, 系统类型  $N$  越高, 稳态误差就越小; 就同一型控制系统来说, 输入信号变化越剧烈稳态误差就越大。

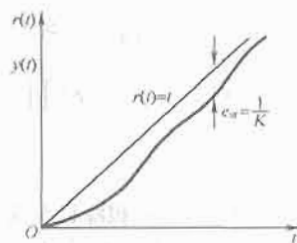


图 2.3-13 I 型单位反馈系统对斜坡输入的响应曲线

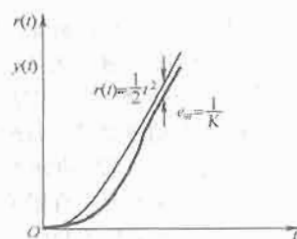


图 2.3-14 II 型单位反馈系统对抛物线输入的响应曲线

综上所述, 误差系数  $K_p, K_v, K_a$  定量地描述了各型控制系统跟踪三种典型输入函数及其线性组合信号的能力和系统稳态控制精度。它表明: 控制系统的跟踪稳态误差取决于系统类型  $N$ 、开环增益  $K$  以及输入信号的形式和大小, 它们之间的关系可简明地归纳成如表 2.3-1 所示。所以误差系数法在工程上得到了广泛的应用。

## 2.1.2.2 闭环传递函数分析法

若控制系统的传递函数

$$\Phi(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s^1 + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s^1 + a_0}$$

可看作单位反馈系统的闭环传递函数, 根据单位反馈系统各传递函数的关系式, 则系统的开环传递函数  $G_o(s)$  和跟踪误差  $E_r(s)$  可用闭环传递函数表示如下。

$$E_r(s) = \Phi_e(s)R(s) = [1 - \Phi(s)]R(s)$$

$$G_o(s) = \frac{\Phi(s)}{1 - \Phi(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s^1 + b_0}{a_n s^n + \cdots + (a_3 - b_3) s^3 + (a_2 - b_2) s^2 + (a_1 - b_1) s^1 + (a_0 - b_0)}$$



分析上式: 当  $a_0 \neq b_0$  时, 则系统为 0 型的; 当  $a_0 = b_0$  时, 则系统为 I 型的; 当  $a_0 = b_0$ 、 $a_1 = b_1$  时, 则系统为 II 型的; 当  $a_0 = b_0$ 、 $a_1 = b_1$ 、 $a_2 = b_2$  时, 则系统为 III 型的。若函数  $sE_r(s)$  的极点都分布在左半开平面上, 则可应用终值定理求得系统的跟踪稳态误差为

$$e_{sr} = \lim_{t \rightarrow \infty} e_r(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sE_r(s) = \lim_{s \rightarrow 0} [1 - \Phi(s)]R(s) \quad (2.3-40)$$

所以, 若系统的传递函数本身是(或者可视为)单位反馈系统的闭环传递函数, 则可直接根据闭环传递函数来确定系统类型并计算系统的跟踪稳态误差。

如一阶系统, 其闭环传递函数为

$$\Phi(s) = \frac{1}{Ts+1} = \frac{b_0}{a_1s+a_0}$$

它可视为单位反馈系统, 其等效结构图如图 2.3-15 所示。

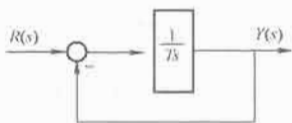


图 2.3-15 一阶系统的等效结构图

由于  $a_0 = b_0 = 1$ , 所以该系统为 I 型的, 可以准确地跟踪阶跃输入信号无稳态误差。

又如二阶规范系统, 其闭环传递函数如式 (2.3-2) 所示, 即

$$\Phi(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{b_0}{s^2 + a_1s + a_0}$$

它本身是单位反馈系统, 其结构图如图 2.3-2 所示。由于  $a_0 = b_0 = \omega_n^2$ , 所以二阶规范系统为 I 型的, 跟踪阶跃输入信号, 无稳态误差。若输入信号为斜坡函数  $r(t) = Rt$ ,  $R(s) = L[r(t)] = R/s^2$ 。由于稳定的二阶规范系统,  $sE_r(s)$  的极点均分布在左半开平面上, 所以可由式 (2.3-40) 求得该系统跟踪斜坡输入信号的稳态误差为

$$\begin{aligned} e_{sr} &= \lim_{s \rightarrow 0} sE_r(s) = \lim_{s \rightarrow 0} [1 - \Phi(s)]R(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(s + 2\zeta\omega_n)}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{R}{s^2} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \end{aligned}$$

以上结果, 与按误差系数法所得到的结果是一致的。

### 2.1.2.3 广义误差系数法

上面所介绍的误差系数法和闭环传递函数分析法, 都是基于终值定理的。当系统的跟踪稳态误差为一常值(包括 0)时, 这些方法简单实用, 但对于其他情况则具有一定的局限性。比如误差系数法只能反映三种典型输入信号作用下的稳态误差, 而当输入信号为其他的任意函数时则无法适应; 而且无论是误差系数法还是闭环传递函数分析法, 它们所求得的是  $t \rightarrow \infty$  时系统的稳态终值误差, 而无法反映跟踪稳态误差随时间变化的规律。实际系统的稳态误差可能不是常值而是随时间变化的, 有些系统如导弹控制系统, 其有效工作时间很短, 系统输出量往往达不到稳态值就结束工作了。这使得上述方法无法使用, 而只能采用广义误差系数法(或称动态误差系数法)。

广义误差系数法可以分析几乎在任意的输入信号作用下, 系统跟踪稳态误差的变化规律。设控制系统跟踪稳态误差的拉氏变换为

$$E_r(s) = \Phi_e(s)R(s)$$

若将误差传递函数  $\Phi_e(s)$  在  $s=0$  的邻域内展开成泰勒级数

$$\begin{aligned} \Phi_e(s) &= \Phi_e(0) + \Phi_e'(0)s + \frac{1}{2!} \Phi_e''(0)s^2 + \dots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \Phi_e^{(i)}(0)s^i \end{aligned} \quad (2.3-41)$$

则系统的跟踪误差  $E_r(s)$  可表示成下列级数的形式

$$\begin{aligned} E_r(s) &= \Phi_e(s)R(s) \\ &= \Phi_e(0)R(s) + \Phi_e'(0)sR(s) + \frac{1}{2!} \Phi_e''(0)s^2R(s) + \dots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \Phi_e^{(i)}(0)s^i R(s) \end{aligned} \quad (2.3-42)$$

上述无穷级数称为系统的误差级数, 收敛于  $s=0$  的邻域。这相当于其原函数在时间域内  $t \rightarrow \infty$  时收敛。因此, 当所有初始条件均为零, 并忽略在  $t=0$  时刻系统可能存在脉冲的条件下, 对式 (2.3-42) 取拉氏反变换则可求得系统的跟踪稳态误差为

$$\begin{aligned} e_{sr}(t) &= \Phi_e(0)r_s(t) + \Phi_e'(0)\dot{r}_s(t) + \frac{1}{2!} \Phi_e''(0)\ddot{r}_s(t) + \dots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \Phi_e^{(i)}(0) r_s^{(i)}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_i \dot{r}_s^{(i)}(t) \end{aligned} \quad (2.3-43)$$

式中:  $\dot{r}_s^{(i)}(t)$  为参考输入信号及其各阶导数的稳态分量; 而  $c_i = \frac{1}{i!} \Phi_e^{(i)}(0)$   $i=0, 1, 2, \dots$ , 称为广义误差系数(或动态误差系数)。

式 (2.3-43) 全面地描述了系统跟踪稳态误差的变化规律。它不仅可以用来求系统的终值误差, 而且还可以用来描述进入稳态后跟踪误差随时间的变化规律。该式表明, 系统的跟踪稳态误差取决于广义误差系数和输入信号及其各阶导数的稳态分量。若输入信号已知时, 则按这种方法确定稳态误差的核心在于求系统的广义误差系数  $c_i$ 。当系统的阶数较高时, 通过泰勒展开法求  $c_i$  往往是不方便的, 下面介绍一种简便的求法。

首先将误差传递函数  $\Phi_e(s)$  的分子和分母多项式按  $s$  的升幂排列, 然后应用长除法用分母多项式去除分子多项式, 则可将  $\Phi_e(s)$  展开成  $s$  的升幂级数

$$\Phi_e(s) = c_0 + c_1s + c_2s^2 + \dots \quad (2.3-44)$$

而级数的展开式是唯一的, 于是式 (2.3-44) 与式 (2.3-41) 是一致的。所以式 (2.3-44) 中的系数就是我们所要求的广义误差系数  $c_i$  ( $i=0, 1, 2, \dots$ )。根据  $c_i$  和已知的输入信号及其各阶导数的稳态分量, 由式 (2.3-43) 便可求得系统的跟踪稳态误差。

由式 (2.3-32) 可知: 系统的开环传递函数所含积分环节的阶数  $N$ , 与误差传递函数所含在坐标原点上零点的重数是相同的。如果系统为  $N$  型的, 则其广义误差系数有下列特点

$$c_i = \frac{1}{i!} \Phi_e^{(i)}(0) = 0 \quad (i=0, 1, 2, \dots, N-1)$$

而对于如式 (2.3-31) 所示的  $p$  次多项式输入信号, 其导数

$$r^{(i)}(t) = \begin{cases} t \text{ 的多项式, 当 } i < p \text{ 时} \\ \text{常值, 当 } i = p \text{ 时} \\ 0, \text{ 当 } i > p \text{ 时} \end{cases}$$

将上述关系代入式 (2.3-43) 可以看到: 上面定义的系统类型, 及其与多项式输入信号作用下系统跟踪稳态误差之间的关系, 这时仍然适用。在多项式输入信号作用下, 系统类型  $N$  与跟踪稳态误差的关系仍然是: 若  $N=p$ , 则存在有限的跟踪稳态误差; 若  $N > p$ , 则不存在稳态误差; 若  $N < p$ , 则系统的输出量将无法跟踪输入信号的变化, 这时跟踪稳态误差随时间的变化规律可用广义误差系数法来求得。



### 2.1.2.4 非单位反馈系统的跟踪稳态误差

上面是针对单位反馈系统进行讨论的,而实际控制系统是非单位反馈的情况很多,其结构图如图 2.3-16 所示。这时参考输入信号  $r(t)$  虽然仍起输出希望值的作用,但它的量纲和量级与输出实际值  $y(t)$  的量纲和量级通常是不一样的,无法进行比较。例如直流调速系统,输入信号为给定电压,其值一般在  $0 \sim 10\text{V}$  范围内变化,而输出信号为转速,从很低值至额定值(一般几千转/分)之间变化。一般来说,控制系统的参考输入信号是小功率的弱信号而且往往是电信号;而输出信号是大功率的强信号而且往往是非电信号(如转速、温度、流量、压力等)。因此系统跟踪误差的计算和测量,必须将它们折算到具有同量级的同一端来进行。折算的方式有两种:折算到输入端或折算到输出端。相应的系统误差的定义也有两种。

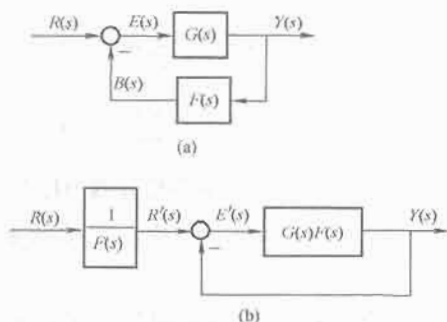


图 2.3-16 非单位反馈系统结构图  
(a) 系统结构图; (b) 等效单位反馈系统结构图

按折算到输入端定义时:输出的希望值就是参考输入信号  $r(t)$ 。而经折算后输出的实际值为  $y(t)$  的测量值,即主反馈信号  $b(t)$ 。所以这时系统误差定义为  $r(t)$  与  $b(t)$  之差,即

$$e(t) = r(t) - b(t)$$

或

$$\begin{aligned} E(s) &= R(s) - B(s) = R(s) - F(s) \frac{G(s)R(s)}{1 + G(s)F(s)} \\ &= \frac{R(s)}{1 + G(s)F(s)} = \frac{R(s)}{1 + G_0(s)} = \Phi_e(s)R(s) \quad (2.3-45) \end{aligned}$$

式中:  $G_0(s) = G(s)F(s)$  为系统的开环传递函数;  $\Phi_e(s) = 1/[1 + G_0(s)]$  为系统的误差传递函数。

按折算到输出端定义时:输出的实际值就是信号  $y(t)$  本身。如果将系统的结构图化为等效单位反馈系统的结构形式,如图 2.3-16(b)所示。由图可见:这时输出的希望值为  $r(t)$  经折算后的值  $r'(t)$ , 它们的拉氏变换式之间的关系为

$$R'(s) = \frac{1}{F(s)}R(s)$$

于是这时系统误差定义为  $r'(t)$  与  $y(t)$  之差,即

$$e'(t) = r'(t) - y(t)$$

或

$$\begin{aligned} E'(s) &= R'(s) - Y(s) = R'(s) - \frac{G(s)F(s)}{1 + G(s)F(s)}R'(s) \\ &= \frac{1}{1 + G(s)F(s)}R'(s) = \Phi_e(s)R'(s) \\ &= \frac{\Phi_e(s)R(s)}{F(s)} = \frac{E(s)}{F(s)} \quad (2.3-46) \end{aligned}$$

式中:  $E(s) = \Phi_e(s)R(s)$  为按折算到输入端定义的系统误差,如式(2.3-45)所示。

分析比较式(2.3-45)~式(2.3-46)与式(2.3-28)、式

(2.3-32)~式(2.3-39)和式(2.3-42)~式(2.3-43)可以看到:

(1) 这两种误差定义具有内在的联系,对于单位反馈系统这两种定义是一致的。对于非单位反馈系统,按折算到输入端来定义系统误差[见式(2.3-45)],其优点是结构图中有一个量  $E(s)$  与之对应[见图 2.3-16(a)],在实际系统中它是可测量的且便于进行理论分析;按折算到输出端来定义[见式(2.3-46)],其优点是物理意义明确,所以通常将它作为系统误差的基本定义,即系统误差为输出的希望值与实际值之差,但其缺点是在实际系统中没有一个物理量与之对应,使得误差值难以直接测量。

对于单位反馈系统由于  $F(s) = 1$ ,这两种误差定义式(2.3-45)与式(2.3-46)是相同的。

(2) 误差系数法和广义误差系数法同样适用于非单位反馈系统。

对比式(2.3-45)与式(2.3-46)和式(2.3-42)~式(2.3-43)可见:误差系数法和广义误差系数法同样适用于非单位反馈系统;只要所研究的非单位反馈系统可以视为等效的单位反馈系统,则闭环传递函数分析法同样也适用于非单位反馈系统。

## 2.2 主扰动输入引起的稳态误差

前一节我们提到控制系统的输入信号可分为两种类型:参考输入信号和扰动信号。相应地,控制系统的稳态误差可分为跟踪稳态误差(一般称为稳态误差)和扰动稳态误差两个部分。这一节我们就从扰动信号所引起的扰动稳态误差展开讨论。

控制系统的一般结构图如图 2.3-17 所示。系统的输入量不仅包括参考输入信号  $r(t)$ ,而且还包括扰动信号  $d(t)$ 。在这一节里着重讨论控制系统在外部扰动作用下的稳态误差(也称为主扰动稳态误差,简称为扰动稳态误差)的变化规律及其计算方法。

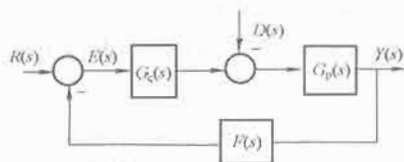


图 2.3-17 闭环控制系统结构图

扰动稳态误差的大小反映了系统抗干扰的能力,理想的情况是任意形式的扰动作用所造成的扰动稳态误差恒为零,从而在稳态时系统的输出量始终保持在期望值上而不受扰动的影响,即系统具有很强的抗干扰能力。这是我们所追求的,然而实际中难以实现。

虽然扰动信号和参考输入信号都是系统输入量,但由于它们对系统作用的性质不同,作用于系统的位置也不同,因此扰动稳态误差和跟踪稳态误差的特性也有所不同。即使系统对于某种形式参考输入信号的稳态误差为零,但对于同一形式的扰动作用其稳态误差未必也为零。目前扰动稳态误差的分析计算方法,与跟踪稳态误差的相类似,也可分为两类:基于终值定理的计算法和基于扰动误差级数的广义误差系数法,现分别讨论如下。

### 2.2.1 基于终值定理的计算法

若按基本定义式(2.3-46),将系统在扰动作用下输出的希望值与实际值之差定义为系统的扰动误差。由于扰动所造成的输出变化总是不希望的,所以其希望值恒为零。于是由图 2.3-17 可得系统的扰动误差为

$$e_d(t) = 0 - y_d(t)$$

或

$$E_d(s) = -Y_d(s) = -\frac{G_p(s)}{1+G_o(s)}D(s) = \Phi_{ed}(s)D(s) \quad (2.3-47)$$

式中:  $y_d(t)$  为参考输入信号不变化[或  $r(t)=0$ ]时由扰动作用所引起的输出变化量;  $G_o(s) = G_c(s)G_p(s)F(s)$  为系统的开环传递函数, 其一般表达式见式(2.3-29), 即

$$G_o(s) = \frac{K \prod_{i=1}^m (T_{is} + 1)}{s^N \prod_{j=1}^r (\tau_{js} + 1)} = \frac{K}{s^N} \frac{N(s)}{M(s)}$$

$\Phi_{ed}(s) = E_d(s)/D(s) = -\frac{G_p(s)}{1+G_o(s)}$  为系统的扰动误差传递函数。若设

$$G_c(s) = \frac{K_1 \prod_{i=1}^{N_1} (T_{1i}s + 1)}{s^{N_1} \prod_{j=1}^{N_2} (\tau_{2j}s + 1)} = \frac{K_1 N_1(s)}{s^{N_1} M_1(s)}$$

$$G_p(s) = \frac{K_2 \prod_{i=1}^{N_2} (T_{2i}s + 1)}{s^{N_2} \prod_{j=1}^{N_3} (\tau_{3j}s + 1)} = \frac{K_2 N_2(s)}{s^{N_2} M_2(s)}$$

$$F(s) = \frac{K_3 F_1(s)}{s^{N_3} F_2(s)}$$

式中:  $M(s)$ ,  $N(s)$ ,  $M_i(s)$ ,  $N_i(s)$  ( $i=1, 2$ ),  $F_1(s)$ ,  $F_2(s)$  均为由相应的时间常数因式所构成的多项式, 当  $s=0$  时,  $M(0)=N(0)=M_i(0)=N_i(0)=F_1(0)=F_2(0)=1$ ;  $K=K_1 K_2 K_3$  为系统的开环增益,  $N(s)=N_1(s)N_2(s)F_1(s)$ ,  $M(s)=M_1(s)M_2(s)F_2(s)$ ,  $N=N_1+N_2+N_3$ 。于是可得系统的扰动误差传递函数为

$$\Phi_{ed}(s) = \frac{G_p(s)}{1+G_o(s)} = \frac{-K_2 s^{N_1+N_3} N_2(s) M_1(s) F_2(s)}{s^N M(s) + K N(s)} \quad (2.3-48)$$

式(2.3-48)表明, 扰动误差传递函数具有  $(N_1+N_3)$  个在坐标原点上的零点。其中  $N_1$  为扰动作用点之前的前向通道所含积分环节的阶数,  $N_3$  为系统主反馈通道所含积分环节的阶数。

当函数  $sE_d(s)$  的极点都分布在左半开平面上时, 则可应用终值定理求得系统的扰动稳态误差为

$$\begin{aligned} e_{sd} &= \lim_{t \rightarrow \infty} e_d(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \Phi_{ed}(s) D(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{-K_2 s^{N_1+N_3} N_2(s) M_1(s) F_2(s)}{s^N M(s) + K N(s)} D(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} \frac{-K_2 s^{N_1+N_3+1}}{s^N + K} D(s) \end{aligned} \quad (2.3-49)$$

其中扰动作用  $D(s)$  通常可表示为典型信号(阶跃函数、斜坡函数或抛物线函数)及其线性组合, 它们属于多项式形式的扰动信号(简称多项式扰动信号), 其一般表达式为

$$\begin{cases} d(t) = \beta_0 + \beta_1 t + \frac{1}{2} \beta_2 t^2 + \cdots + \frac{1}{k!} \beta_k t^k \\ D(s) = L[d(t)] = \frac{\beta_0}{s} + \frac{\beta_1}{s^2} + \cdots + \frac{\beta_k}{s^{k+1}} = \frac{D_1(s)}{s^{k+1}} \end{cases} \quad (2.3-50)$$

式中:  $D_1(s) = \beta_0 s^k + \beta_1 s^{k-1} + \cdots + \beta_k$ , 当  $s=0$  时  $D_1(s) = \beta_k$  为一常数。

分析式(2.3-49)和式(2.3-50)可得: 如果多项式扰动信号的次数  $k$  等于  $\Phi_{ed}(s)$  在坐标原点上零点的重数, 即  $k=N_1+N_3$  时, 则系统的扰动稳态误差为一有限值; 若  $k < N_1+N_3$  时, 则系统的扰动稳态误差为零; 若  $k > N_1+N_3$  时, 则系统的扰动稳态误差将随时间而不断地增大, 当  $t \rightarrow \infty$  时,

其扰动终值误差将趋于无穷大, 系统无法正常工作。

系统类型: 与参考输入信号作用下系统类型的定义相类似, 可定义在扰动作用下系统类型为: (闭环)系统能正常工作(即其扰动稳态误差为一有限值)时所允许的多项式扰动信号的最高次数。由上述分析可见: 如果在扰动作用点之前的前向通道含有  $N_1$  阶积分环节, 主反馈通道含有  $N_3$  阶积分环节, 则对扰动作用而言可称该系统为  $N_1+N_3$  型系统。以  $N_1+N_3=1$  为例, 其含义是[见式(2.3-49)]; 在扰动误差传递函数的分子中含有 1 个在坐标原点上的零点, 于是该闭环系统对扰动信号而言为 1 型系统; 在 1 次多项式扰动信号[即斜坡函数  $d(t)=D_1(t)$ ]作用下, 其扰动稳态误差为一有限值, 由式(2.3-49)可求得其值为

$$e_{sd} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{-K_2 s^2}{s^{N_2+1} + K} \frac{D_1}{K_1 K_3} \quad (2.3-51)$$

在  $k < 1$  即 0 次多项式扰动信号(阶跃函数)作用下, 系统无扰动稳态误差; 而在  $k > 1$  的多项式扰动信号(如 2 次多项式扰动信号抛物线函数)作用下, 其扰动终值误差将趋于无穷大, 系统无法工作。当  $N_1+N_3$  为别的值时, 其系统类型的含义可依次类推。

综上所述, 控制系统的扰动稳态误差与类型、开环增益以及扰动信号的形式和大小有关, 其具体关系可归纳如下。

(1) 对扰动作用而言系统类型取决于扰动作用点之前的前向通道所含积分环节的阶数  $N_1$  和主反馈通道所含积分环节的阶数  $N_3$  之和, 而与扰动作用点之后的前向通道所含积分环节的阶数  $N_2$  无关。

(2) 若控制系统为  $\mu$  型的(即  $\mu=N_1+N_3$ ), 则对于  $k \leq \mu-1$  次的多项式扰动信号, 系统无扰动稳态误差; 对于  $\mu$  次以上(即  $k > \mu$ )的多项式扰动信号, 其扰动终值误差将趋于无穷大, 系统无法工作; 对于  $\mu$  次(即  $k=\mu$ )多项式扰动信号, 系统可以工作, 其扰动稳态误差为一有限值。

(3) 若系统存在扰动稳态误差, 则其大小与扰动作用点之前的前向通道增益  $K_1$  和主反馈通道增益  $K_3$  的乘积  $K_1 K_3$  成反比, 而与扰动作用点之后的前向通道增益  $K_2$  (除了 0 型系统, 当  $N_2=0$  时的情况)几乎无关, 见式(2.3-51)。

## 2.2.2 广义误差系数法

上面介绍的利用终值定理求扰动稳态误差的方法简便实用, 但它所求得的是当  $t \rightarrow \infty$  时系统的扰动终值误差。因此它只适用于扰动稳态误差为一常值(包括 0)的系统, 具有一定的局限性。当终值定理的前提条件(即函数  $sE_d(s)$  的极点应分布在左半开平面上)不满足时, 上述方法就失效了。而广义误差系数法是较一般的方法, 它不仅可用来求系统的扰动终值误差, 而且还可用来描述进入稳态后扰动误差随时间变化规律。

与跟踪稳态误差的广义误差系数法相类似, 将扰动误差传递函数  $\Phi_{ed}(s)$  在  $s=0$  的邻域内展开成泰勒级数

$$\Phi_{ed}(s) = \Phi_{ed}(0) + \Phi_{ed}'(0)s + \frac{1}{2!} \Phi_{ed}''(0)s^2 + \cdots$$

$$= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \Phi_{ed}^{(i)}(0) s^i$$

并代入式(2.3-47)则可得

$$\begin{aligned} E_d(s) &= \Phi_{ed}(s) D(s) \\ &= \Phi_{ed}(0) D(s) + \Phi_{ed}'(0) s D(s) + \frac{1}{2!} \Phi_{ed}''(0) s^2 D(s) + \cdots \\ &= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \Phi_{ed}^{(i)}(0) s^i D(s) \end{aligned} \quad (2.3-52)$$

上述扰动误差级数收敛于  $s=0$  的邻域, 这相当于其原函数在  $t \rightarrow \infty$  处收敛。因此当所有初始条件均为零, 并忽略在  $t=0$  时刻可能存在脉冲的条件下, 对式(2.3-52)取拉氏反变换则可求得系统的扰动稳态误差为

$$e_{sd}(t) = \Phi_{ed}(0)d_s(t) + \Phi_{ed}'(0)\dot{d}_s(t) + \frac{1}{2!}\Phi_{ed}''(0)\ddot{d}_s(t) + \dots$$

$$= \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \Phi_{ed}^{(i)}(0) d_s^{(i)}(t) = \sum_{i=0}^{\infty} c_{id}^{(i)} d_s^{(i)}(t) \quad (2.3-53)$$

式中:  $d_s^{(i)}(t)$  为扰动信号及其各阶导数的稳态分量; 而

$$c_{id}^{(i)} = \frac{1}{i!} \Phi_{ed}^{(i)}(0) \quad i=0, 1, 2, \dots \quad (2.3-54)$$

为系统对扰动作用的广义误差系数。

在已知扰动信号的条件下, 只要将  $\Phi_{ed}(s)$  的分子和分母多项式按  $s$  的升幂排列, 然后应用长除法将分子多项式除以分母多项式, 则可方便地求得各广义误差系数  $c_{id}$ 。然后由式(2.3-53)便可求得系统扰动稳态误差的一般变化规律。

小结: 控制系统的输入量, 通常既包含参考输入信号又包含扰动作用。应用上述方法可分别求得系统的跟踪稳态误差和扰动稳态误差, 然后将它们叠加起来则可得系统的稳态误差。综上分析关于控制系统的稳态误差可总结如下。

(1) 系统的稳态误差与系统类型、开环增益以及输入信号的形式、大小和作用点有关。输入信号包含参考输入信号和扰动信号两部分, 相应的系统稳态误差也包含跟踪稳态误差和扰动稳态误差两部分。在多项式输入信号作用下, 系统是否存在稳态误差取决于系统类型。同一控制系统对于不同的输入信号, 其系统类型也不一样: 对于参考输入信号, 系统类型取决于开环传递函数所含积分环节的阶数  $N$  ( $N=N_1+N_2+N_3$ ); 而对于扰动作用, 系统类型取决于扰动作用点之前的前向通道所含积分环节的阶数  $N_1$  与主反馈通道所含积分环节的阶数  $N_3$  之和, 而与扰动作用点之后的前向通道所含积分环节的阶数  $N_2$  无关。

提高系统的开环增益对改善稳态控制精度是有利的。可以认为系统的跟踪稳态误差与开环增益  $K$  ( $K=K_1K_2K_3$ ) 成反比; 而扰动稳态误差  $G_1(s)=8/[s(0.05s+1)]$  只与扰动作用点之前的前向通道增益  $K_1$  和主反馈通道增益  $K_3$  的乘积  $K_1K_3$  成反比, 与扰动作用点之后的前向通道增益  $K_2$  几乎无关。

因此, 提高系统类型和增大开环增益是减少或消除稳态误差的有效手段, 但这往往会对系统瞬态特性产生不利的影响甚至使系统不稳定。所以在时间工程中通常  $N$  不宜超过 2,  $K$  也不应取得过大。可见瞬态性能和稳定性与稳态性能对系统参数的要求往往是矛盾的。如何解决好这对矛盾将是今后系统综合讨论的一个主要内容。

(2) 测量装置  $F(s)$  是由检测元件和反馈装置所决定的, 一般不含有积分环节。在开环增益和积分环节受限条件下, 为了充分发挥它们的作用, 既能提高系统的稳态跟踪精度又能改善抗扰动的稳态性能, 应尽可能多地将积分环节和增益设置在偏差信号与扰动作用点之间的前向通道上。

(3) 稳态误差的计算方法有两类: 一类是基于终值定理的计算法, 它简便实用但只适用于稳态误差为一常值(包括 0)的系统; 另一类是基于误差级数的广义误差系数法, 它不仅可以用来求系统的稳态终值误差, 而且还可以给出进入稳态后系统随时间的变化规律。

### 2.3 降低稳态误差问题

通过上面的分析, 可以总结出为了降低系统给定或扰动

作用下的稳态误差, 可以采取以下几种方法。

(1) 系统中各个环节(或元件), 特别是反馈回路中元件的参数具有一定的精度和恒定性, 必要时需采用误差补偿措施。

(2) 增大开环放大倍数, 以提高系统对给定输入的跟踪能力; 增大扰动作用于系统前向通道的增益, 以降低扰动稳态误差。

增大系统开环放大倍数是降低稳态误差的一种简单而有效的方法, 但增加开环放大倍数同时会使系统的稳定性降低, 为了解决这个问题, 在增加开环放大倍数的同时附加校正装置, 以确定系统的稳定性。

(3) 增加系统前向通道中积分环节的数目, 使系统型号提高, 可以消除不同输入信号时的稳态误差。但是, 积分环节数目增加会降低系统的稳定性, 并影响到其他暂态性能指标。

(4) 采用前馈控制(复合控制), 为了进一步减小给定和扰动稳态误差, 可以采用补偿方法。所谓补偿指作用于控制对象的控制信号中, 除了偏差信号外, 还引入与扰动或给定量有关的补偿信号, 以提高系统的控制精度, 减少误差。下面介绍一下补偿方法。

1) 图 2.3-18 是按扰动进行补偿的系统框图, 图 2.3-18 中  $D(s)$  为扰动, 由  $D(s)$  到  $Y(s)$  是扰动作用通道。它表示扰动对输出的影响。通过  $G_n(s)$  人为加上补偿通道, 目的在于补偿扰动对系统产生的影响。为此, 当输入  $R(s)=0$  时, 扰动引起系统的输出为

$$Y_n(s) = \frac{G_p(s)[G_c(s)G_n(s)+1]}{1+G_c(s)G_p(s)} D(s)$$

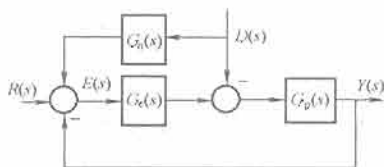


图 2.3-18 按扰动进行补偿的复合控制框图

为了补偿扰动对系统的影响, 使  $Y_n(s)=0$ , 令  $G_p(s)[G_c(s)G_n(s)+1]=0$ , 则

$$G_n(s) = -\frac{1}{G_c(s)} \quad (2.3-55)$$

从而实现了对于扰的全补偿, 由于从物理可实现性看,  $G_c(s)$  的分母阶次高于分子, 因而  $G_n(s)$  的分母阶次低于分子, 物理实现很困难, 式(2.3-55)的条件在工程上只有得到近似满足。

2) 对给定输入进行补偿。图 2.3-19 是对输入进行补偿的系统框图, 其中  $G_r(s)$  是前馈装置的传递函数。由图可得

$$Y(s) = \frac{G(s)[G_r(s)+1]}{1+G(s)} R(s)$$

误差  $E(s)$  为

$$E(s) = R(s) - Y(s) = \frac{1-G_r(s)G(s)}{1+G(s)} R(s)$$

为了实现误差全补偿, 即使  $E(s)=0$ , 式(2.3-56)应成立,

$$G_r(s) = -\frac{1}{G(s)} \quad (2.3-56)$$

同样, 这是一个理想的结果。式(2.3-56)在工程上只能给予近似的满足。

以上的两种补偿方法都是在闭环之外。这样在设计系统时, 一般按稳定性和动态性能设计闭合回路, 然后按稳态精度要求设计补偿器, 从而很好地解决了稳态精度和稳定性以

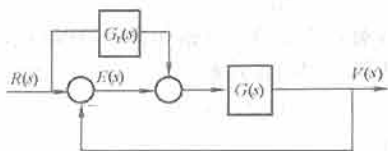


图 2.3-19 对输入进行补偿的复合控制框图

及动态性能对系统不同要求的矛盾。在设计补偿器时，还需考虑到系统模型和参数的误差，周围环境和条件的变化，因而在前馈补偿器设计时要有一定的调节裕量，以便获得满意的补偿效果。

### 3 控制系统的稳定性分析

控制系统所发生的运动(系统变量随时间的变化过程)，希望它能够按照预定的规律变化。但扰动是不可避免的，在扰动的作用下系统运动是否稳定？只有稳定的运动才有研究的价值，而不稳定的运动根本就无法付诸于工程实践。因此稳定性问题成为控制系统运动分析的首要问题，也是系统能够正常工作的前提条件。

控制系统的稳定性问题是个重要而又古老的问题，针对不同的控制问题提出了不同的稳定性概念，因此稳定性的定义有许多种。我们这里可以简单地定义为：运动受到扰动之后，其状态将发生变化，如果扰动除去后，这个运动能够恢复到原来的状态，则该运动为稳定的，否则为不稳定的。举个简单的例子，如图 2.3-20 所示的小球，它有两个静止位置：当小球处于位置 a 时，若受到小扰动，小球的位置将发生变化，如果扰动除去后，则小球能够恢复到原来的位置 a，故位置 a 是稳定的；当小球在位置 b 时，若受到小扰动，小球将离开位置 b，扰动除去后，小球也不能够恢复到原来的位置 b 了，故位置 b 是不稳定的。要研究一个系统首先要判断它是否稳定，关于稳定性有很多种判据，我们下面将分别介绍劳斯-赫尔维茨稳定性判据、奈奎斯特稳定判据、采样系统的稳定性分析、李雅普诺夫稳定性理论。

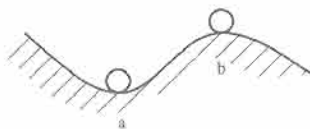


图 2.3-20 运动稳定性的示意图

#### 3.1 劳斯-赫尔维茨稳定性判据

我们知道线性定常系统的稳定性取决于系统极点的分布，所以判断一个系统的稳定性便需要知道该系统的极点分布情况。通常有两类方法：一类是直接求解特征方程，找出极点的分布情况，对于低阶系统较容易，但对于高阶系统则较难，往往借助于计算机来求；另一类就是不需求解特征方程，而通过其他的简便方法就能确定极点的分布情况，如各种的稳定性判别方法(简称稳定性判据)及根轨迹法，这些方法在工程上应用很广泛。

劳斯(Routh)和赫尔维茨(Hurwitz)分别于 1877 和 1895 年各自独立地提出了一种稳定性判据。这两种判据实质上都是一致的，即根据特征方程系数的特性，用代数方法来判别稳定性的，所以通常合称为劳斯-赫尔维茨判据，但它们又有区别。下面首先介绍劳斯判据。

##### 3.1.1 劳斯判据

设线性定常系统的特征方程为

$$\Delta(s) = \det(sI - A) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (2.3-57)$$

其中， $a_n$  是正的。若原特征方程的首项系数为负的，可对该方程两端同时乘以 -1。

线性定常系统稳定的必要条件：我们知道如果系统稳定，则该系统的极点均分布在 S 的左半开平面上。相应的特征方程的根有两种：负实根  $\lambda_i = -\alpha$ ，对应的因式为  $(s + \alpha)$ ；具有负实部的共轭复根  $\lambda_{k,k+1} = -\sigma \pm j\omega$ ，对应的因式为  $(s + \sigma)^2 + \omega^2$ ，其中  $\alpha$ 、 $\sigma$ 、 $\omega$  均为正的。分析特征方程(2.3-57)可以看到：由这两种系数均为正的因式相乘所得到的特征方程的系数，必然也都是正的。而且对于低阶系统的特征方程：

$$\text{一阶系统} \quad a_1 s + a_0 = 0 \quad \lambda_1 = -a_0/a_1$$

$$\text{二阶系统} \quad a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0$$

$$\lambda_{1,2} = \frac{-a_1 \pm \sqrt{a_1^2 - 4a_2 a_0}}{2a_2}$$

所有系数均为正的是低阶系统稳定的充分必要条件。但是对于高阶系统，系数均为正的特征方程其根不一定都在 S 的左半开平面上。所以可得线性定常系统稳定的必要条件是，特征方程的所有系数必须均为正的(即系数同号)。若出现缺项或负的系数，则该系统不是稳定的，而是不稳定的或临界稳定的。

线性定常系统稳定的充要条件：劳斯提出了判别系统稳定的必要且充分的条件，即通常所说的劳斯判据。它不仅能判别系统的稳定性，而且还能确定在右半平面上系统极点的个数，因而在实际中得到了广泛的应用。劳斯判据有很多种表现形式，这里仅介绍其中常用的阵列形式：

$$\Delta_1(s) = a_n s^n + a_{n-2} s^{n-2} + \cdots \quad (a_n > 0)$$

$$\Delta_2(s) = a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-3} s^{n-3} + \cdots$$

然后根据特征方程的系数构造下列阵列(称为劳斯阵列或劳斯表)：

$s^n$	$a_n$	$a_{n-2}$	$a_{n-4}$	$\cdots$
$s^{n-1}$	$a_{n-1}$	$a_{n-3}$	$a_{n-5}$	$\cdots$
$s^{n-2}$	$c_{3,1}$	$c_{3,2}$	$c_{3,3}$	$\cdots$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$s^2$	$c_{n-1,1}$	$c_{n-1,2}$		
$s^1$	$c_{n,1}$			
$s^0$	$c_{n+1,1}$			

其中劳斯表前两行的系数分别为  $\Delta_1(s)$  和  $\Delta_2(s)$  的系数；从第 3 行开始的各行元素按下列方法计算，即由相邻前两行的元素按照一定的规律计算而得

$$c_{i,j} = \frac{-1}{c_{i-1,1}} \begin{vmatrix} c_{i-2,1} & c_{i-2,j+1} \\ c_{i-1,1} & c_{i-1,j+1} \end{vmatrix} = \frac{c_{i-1,1} c_{i-2,j+1} - c_{i-2,1} c_{i-1,j+1}}{c_{i-1,1}} \quad (2.3-58)$$

其中， $i=3, 4, \cdots, n+1$ ； $j=1, 2, \cdots$

若元素不存在可以将其值视为零；劳斯表共有  $n+1$  行，呈倒立的阶梯形，第一行与  $s^n$  相对应，最后一行只有一列，与  $s^0$  相对应，其元素恰好等于特征方程的常数项( $c_{n+1,1} = a_0$ )。

劳斯稳定判据的内容为：劳斯表中左端第一列的所有元素  $a_n$ 、 $a_{n-1}$ 、 $c_{3,1}$ 、 $\cdots$ 、 $c_{n-1,1}$ 、 $c_{n,1}$ 、 $c_{n+1,1}$  均大于零。特征方程中的系数全都不为零且符号相同，只是系统稳定的必要条件，即若系统的特征方程中有缺项(系数为零)或不同号，则系统必然不稳定。所以，当  $a_n > 0$  时，劳斯表中左端第一列元素全都为正数就是系统稳定的充要条件。



如果劳斯表中最左一列的元素出现正、负交替时,则系统就是不稳定的,而且正、负号变换的次数就是具有正实部的特征根的个数,即位于S右半开平面的传递函数的极点。

解决实际问题在利用劳斯稳定判据分析系统的稳定性时,有时会遇到以下两种特殊情况。

(1) 在计算劳斯表时,出现某行最左边第一个元素为零,而其余各元素均不为零或部分不为零,则该系统不是稳定的。那到底是不稳定的还是临界稳定的,还需要根据劳斯表作进一步判断。由于劳斯表的第一行和第二行的头两列元素成比例,因此出现第三行第一列元素为零的情况。采用无穷小正数 $\epsilon$ 代替零元素,继续完成劳斯表的构造工作。

(2) 在计算劳斯表时,出现某行所有元素均为零。当相邻两行的元素成比例时就会出现这种情况。它表明特征方程存在一些大小相等、符号相反、关于原点对称的根。这时可用全零行元素的上行元素作为系数组成一个辅助多项式,然后用辅助多项式导数的系数代替全零行的各元素,继续完成劳斯表的构造工作。而那些大小相等关于原点对称的极点,可通过解辅助方程来得到。

### 3.1.2 劳斯判据的应用

(1) 可以判断线性系统的稳定性和确定在右半开平面上系统极点的个数,这一点在上面的讲述中均有体现。

(2) 分析参数变化对系统稳定性的影响,确定系统稳定时参数的取值范围(即参数的稳定域)。

(3) 确定系统的相对稳定性。

在工程上不仅要求控制系统必须是稳定的,而且还要求它具有足够的稳定裕量,才能保证系统可靠地工作,即需要知道系统的相对稳定性。

所以,在利用劳斯表稳定判据分析系统的稳定裕量时,可令

$$s = s_1 - \delta_1 \quad (2.3-59)$$

即把虚轴向左平移 $\delta_1$ ,把式(2.3-59)代入原特征方程得到以 $s_1$ 为变量的新的特征方程,然后再检验新的特征方程的根在 $S_1$ 平面上的分布情况,如果所有的特征根均在 $S_1$ 平面的左半闭平面内,那么系统就具有稳定裕量 $\delta_1$ 。

### 3.1.3 赫尔维茨稳定性判据

赫尔维茨提出了另一种形式的判据。其实和劳斯判据一样,依据的都是系统的特征方程。所不同的是,它以特征方程的各系数 $a_i (i=0, 1, \dots, n)$ 构造 $n \times n$ 维的赫尔维茨行列式 $D$ 。

$$D = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \cdots & \cdots & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & a_1 & 0 & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & a_2 & a_0 & \cdots \end{vmatrix}_{n \times n}$$

赫尔维茨稳定判据可表述为:特征方程的所有根均具有负实部,即线性定常系统稳定的充分必要条件为赫尔维茨行列式的各阶主子式均大于零:

$$D_1 = a_{n-1} > 0, D_2 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ a_n & a_{n-2} \end{vmatrix} > 0,$$

$$D_3 = \begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix} > 0, \dots, D_n > 0$$

一般情况下,应用赫尔维茨稳定判据的计算量较大,特

别当系统的阶数 $n$ 较大时。

分析比较赫尔维茨稳定判据和劳斯判据的稳定条件可以看到:劳斯表第一列的各元素 $c_{i,1} (i=1, 2, \dots, n+1)$ 与赫尔维茨行列式的各阶主子式 $D_i (i=1, 2, \dots, n)$ 之间,存在着下列关系

$$c_{1,1} = a_n > 0, c_{2,1} = a_{n-1} = D_1, c_{3,1} = D_2/D_1, \\ c_{4,1} = D_3/D_2, \dots, c_{n+1,1} = D_n/D_{n-1}$$

所以在满足线性定常系统稳定的必要条件下,若劳斯表第一列的各元素均为正的,则赫尔维茨行列式的各阶主子式也均为正的;反之亦然。这说明,赫尔维茨判据与劳斯判据实质上是一致的。故通常将它们合称为劳斯—赫尔维茨判据。

### 3.2 奈奎斯特稳定判据

系统的稳定性取决于系统闭环传递函数的极点,即闭环传递函数分母多项式或特征方程的根。为了避免对高阶系统求解特征方程根的困难,除了可以利用劳斯稳定判据之外,还有一种利用频率特性的图示法,这就是奈奎斯特(Nyquist)稳定判据,简称奈氏稳定判据,它是利用系统的开环奈奎斯特曲线,判断闭环系统稳定性的一个判别准则。

图2.3-21为一开环传递函数 $G_0(s)$ 的单位反馈控制系统,其闭环传递函数为

$$G(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} \quad (2.3-60)$$

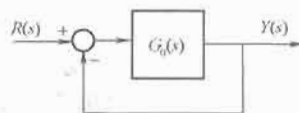


图2.3-21 单位反馈系统

若令  $G(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$ ,  $G_0(s) = \frac{N_0(s)}{D_0(s)}$

代入式(2.3-60)则有

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{G_0(s)}{1 + G_0(s)} = \frac{N_0(s)}{D_0(s) + N_0(s)} \quad (2.3-61)$$

又  $N_0(s) = N(s)$

所以得到

$$1 + G_0(s) = 1 + \frac{N_0(s)}{D_0(s)} = \frac{D_0(s) + N_0(s)}{D_0(s)} = \frac{D(s)}{D_0(s)} \quad (2.3-62)$$

以上各式中, $N(s)$ 和 $D(s)$ 为闭环传递函数 $G(s)$ 的分子多项式和分母多项式; $N_0(s)$ 和 $D_0(s)$ 为开环传递函数 $G_0(s)$ 的分子多项式和分母多项式。 $D_0(s)$ 和 $D(s)$ 分别决定开环系统和闭环系统的稳定性。式(2.3-62)把开环系统的稳定性和闭环系统的稳定性联系起来了。所以,我们就可以利用开环传递函数和开环系统的稳定性来判断闭环系统的稳定性。这就是奈奎斯特稳定判据的基本思想。

为了阐明奈奎斯特稳定判据,我们先引入一个定理。

**定理 2.3-1:** 对于一个复变函数

$$F(s) = \frac{(s+z_1)(s+z_2) \cdots (s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2) \cdots (s+p_n)}$$

其中, $-z_i (i=1, 2, \dots, m)$ 为 $F(s)$ 的零点, $-p_j (j=1, 2, \dots, n)$ 为 $F(s)$ 的极点。在图2.3-22中,如果在S平面上任取一个不穿过 $F(s)$ 的零点(在图中用“○”表示)和极点(在图中用“×”表示)的封闭曲线,它所包围的零点数和极点数分别为 $m$ 和 $n$ ,那么当复变量 $s$ 在S平面中沿着封闭曲线顺时针方向旋转一周时,复变函数 $F(s)$ 在F平面上的轨迹将



按顺时针方向包围原点  $N=m-n$  次[见图 2.3-22(a)]; 若  $N<0$ , 则表明  $F(s)$  的轨迹将按逆时针方向包围原点  $N$  次[见图 2.3-22(b)]。这个定理在复变函数中叫做幅角定理。图中,  $S$  平面和  $F(s)$  平面中围线的形状都是定性的。

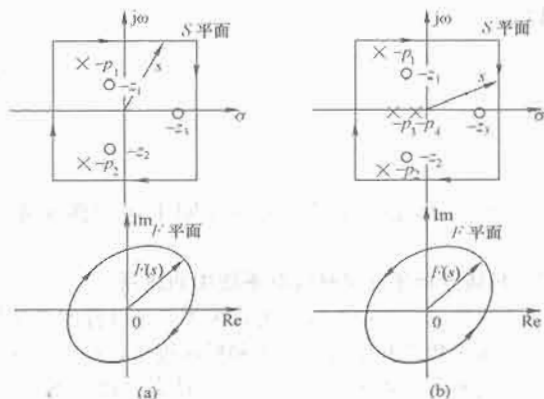


图 2.3-22  $S$  平面到  $F$  平面的映射

根据上述定理, 我们令

$$F(s) = 1 + G_0(s) = \frac{D(s)}{D_0(s)} \quad (2.3-63)$$

则  $F(s)$  的零点就是系统闭环传递函数的极点(简称闭环极点), 而  $F(s)$  的极点就是系统开环传递函数的极点(简称开环极点)。如果  $S$  平面上的封闭曲线是由整个虚轴和右半平面上半径为无穷大的半圆构成的, 即封闭曲线包围了右半  $S$  平面, 如图 2.3-23(a)所示, 那么, 相应地在  $F$  平面上的映像将是怎样呢?

当开环传递函数  $G_0(s)$  为严格真有理函数时, 由于

$$\lim_{s \rightarrow \infty} F(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{D(s)}{D_0(s)} = 1 \quad (2.3-64)$$

或

$$\lim_{s \rightarrow \infty} G_0(s) = 0 \quad (2.3-65)$$

所以, 当  $s$  趋于无穷大时  $F(s)$  收敛于 1, 或者说当  $s$  趋于无穷大时  $G_0(s)$  收敛于  $G_0$  平面的原点。当  $s$  在  $S$  平面上沿上述封闭曲线顺时针方向旋转一周时, 可以分为两段来分析: 第一段是  $s$  沿无穷大半圆的圆弧运动, 即  $s = +\infty \rightarrow -\infty$ , 此时  $F(s)$  在  $F$  平面上的映像或  $G_0(s)$  收敛于  $G_0$  平面上的映像如上所述, 分别为 1 和 0; 第二段是  $s$  沿虚轴运动, 即  $\omega = -\infty \rightarrow 0 \rightarrow +\infty$ , 此时  $F(s)$  在  $F$  平面上的映像如图 2.3-23(b)所示,  $G_0(s)$  在  $G_0$  平面上的映像如图 2.3-23(c)所示(映像图形也都是定性的)。因为  $F(s) = 1 + G_0(s)$ , 所以  $F(s)$  在  $F$  平面上的封闭曲线顺时针包围原点的次数, 等于  $G_0(s)$  在  $G_0$  平面上的封闭曲线顺时针包围  $(-1, j0)$  原点的次数, 这个次数也就是落在  $S$  平面右半开平面内的系统的闭环极点数与开环极点数之差。因为在  $S$  平面上沿着整个虚轴和右半平面半径为无穷大的封闭曲线顺时针方向旋转一周, 实际上只要考虑沿整个虚轴的情况即可, 因此,  $G_0$  平面上的映像, 即如图 2.3-23(c)所示, 是由  $G_0(j\omega)$  在  $\omega = -\infty \rightarrow 0 \rightarrow +\infty$  时得到的。一般把  $G_0(j\omega)$  称为系统的开环频率特性, 它是奈奎斯特稳定判据的工具。

在叙述奈奎斯特稳定判据之前, 让我们先讨论一下频率特性。假如已知系统的传递函数为  $G(s)$ , 令  $s = j\omega$ , 便可获得其频率特性  $G(j\omega)$ 。频率特性是有物理意义的, 那就是对于一个稳定的线性定常系统  $G(s)$ , 如果输入一个频率为  $\omega$  的正弦函数  $\bar{r}(t) = \sin(\omega t)$ , 那么, 它的输出稳态值也是一个

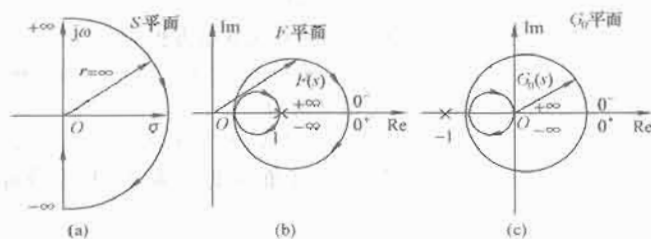


图 2.3-23  $S$  平面的封闭曲线到  $F$  平面的映射

同频率的正弦函数, 即  $y_s(t) = A(\omega) \sin[\omega t + \varphi(\omega)]$ 。输出与输入幅值之比为  $A(\omega)$ , 相位差为  $\varphi(\omega)$ 。而  $A(\omega)$  与  $\varphi(\omega)$  恰好是系统频率特性的幅频特性和相频特性, 即

$$G(j\omega) = A(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.3-66)$$

式中:  $A(\omega)$  为幅频特性;  $\varphi(\omega)$  为相频特性。

频率特性还可以写成如下形式

$$G(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega) \quad (2.3-67)$$

式中:  $u(\omega)$  为实频特性;  $v(\omega)$  为虚频特性。

即使不知道系统的传递函数, 也可以通过实验方法得到系统的频率特性: 在系统的输入端施加以不同频率的正弦信号, 然后测量系统输出的稳态响应, 再根据幅值比和相位移就能作出系统的频率特性。频率特性也可当作系统数学模型的一种表达。

系统开环频率特性  $G_0(j\omega)$  的幅值曲线为极坐标图, 即图 2.3-23(c), 称为奈奎斯特图。有了它, 便可以利用奈奎斯特稳定判据来判别闭环系统的稳定性。

(1) 若系统开环稳定(开环传递函数没有极点在  $S$  右半开平面,  $n=0$ ), 则闭环系统稳定(闭环传递函数没有在  $S$  右半开平面,  $m=0$ )的条件是  $G_0(j\omega)$  轨迹不包围  $(-1, j0)$  点( $N=m-n=0$ )。

(2) 若系统开环不稳定(假如有  $n$  个开环极点在  $S$  平面右半开平面), 则闭环系统稳定(没有闭环极点在  $S$  平面右半开平面,  $m=0$ )的条件为  $G_0(j\omega)$  轨迹逆时针方向包围  $(-1, j0)$  点  $n$  次( $N=m-n=-n$ )。

推论: 如果  $G_0(j\omega)$  轨迹顺时针方向包围  $(-1, j0)$  点, 则不论系统开环稳定与否, 闭环系统总是不稳定的。

奈奎斯特稳定判据是在频域中判别系统稳定性的, 故称为频域稳定判据。利用稳定判据判别系统的稳定性时, 首先要画出系统的奈奎斯特图。绘制奈奎斯特图通常是先确定  $\omega=0$  和  $\omega=\infty$  时的两个特殊点, 然后再计算对应若干个  $\omega$  值的  $G_0(j\omega)$  值, 就能画出相应的奈奎斯特图。通常, 应求出奈奎斯特图与坐标轴的交点, 令虚部为零则可求得  $G_0(j\omega)$  与实轴的交点。由于  $G_0(j\omega)$  对于实轴是对称的, 所以一般的奈奎斯特图只要画出  $0 \leq \omega < \infty$  的这一部分, 就可利用对称性得到整个曲线。当  $K$  增大或减小时, 曲线也成比例地扩张或收缩, 但形状始终不变。若开环稳定, 不论放大倍数  $K$  多大( $K>0$ ), 其奈奎斯特图都不包围  $(-1, j0)$  点, 闭环系统总是稳定的。

奈奎斯特稳定判据解决的是系统的 BIBO 稳定, 但是, 只要系统的传递函数  $G(s)$  是完全表征的, 或者虽然  $G(s)$  中有零极点对消, 但消去的是稳定极点, 那么, 系统的 BIBO 稳定也就意味着系统的渐近稳定。

系统的奈奎斯特图和奈奎斯特稳定判据是利用频域法分析和综合控制系统的基础。

### 3.3 采样系统的稳定性分析

和连续控制系统一样, 采样系统也存在稳定性问题, 本

节将对采样系统的稳定性进行分析。

若给定线性定常采样系统的齐次状态方程为

$$x(k+1) = Ax(k), x(0) \quad (2.3-68)$$

对  $A$  进行线性变换后, 可得其解为

$$x(k) = A^k x(0) = PA^{-k} P^{-1} x(0) \quad (2.3-69)$$

其中,  $A'$  为对角线矩阵, 其对角线的元素为  $A$  的特征值。即

$$|zI - A| = 0 \quad (2.3-70)$$

的根  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$   $P$  为变换矩阵, 由对应于特征值  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  的特征向量  $p_1, p_2, \dots, p_n$  组成。这样,  $x_1(k), x_2(k), \dots, x_n(k)$  均为  $\lambda_1^k, \lambda_2^k, \dots, \lambda_n^k$  的线性组合。根据系统稳定性的定义, 如果需要  $k \rightarrow \infty$  时  $x(k) \rightarrow 0$ , 那么只有  $A$  的所有特征值满足

$$|\lambda_i| < 1 \quad i=1, 2, \dots, n \quad (2.3-71)$$

即其幅值均小于 1 才有可能。因此, 采样动态系统稳定的充分必要条件是其特征值都在  $Z$  平面上以原点为中心的单位圆内, 见图 2.3-24。

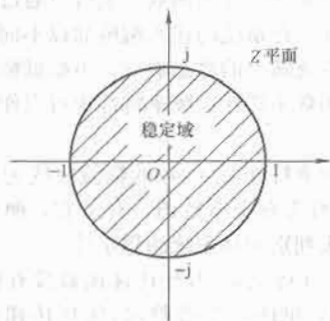


图 2.3-24  $Z$  平面上的稳定域

对于有重特征值的情况, 上述结论也成立。因为当有  $r$  阶重特征值时, 离散状态方程的解中出现  $\lambda^k, k\lambda^{k-1}, k^2\lambda^{k-2}, \dots, k^{r-1}\lambda^{k-r+1}$  等的线性组合, 只要  $|\lambda| < 1$ , 就会有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |k^{r-1}\lambda^{k-r+1}| \rightarrow 0$$

只要有一个特征值在  $Z$  平面的单位圆外, 采样控制系统就不稳定。如果有一个特征值恰好在  $Z$  平面的单位圆上, 则系统处于临界稳定状态, 临界稳定在实践中属于不稳定。

### 3.3.1 劳斯稳定判据在采样控制系统中的应用

能否像连续控制系统那样, 根据特征方程

$$|zI - A| = 0$$

或者

$$D(z) = 0 \quad (2.3-72)$$

的系数直接用劳斯稳定判据对采样控制系统进行稳定性分析呢? 当然无法由  $Z$  的特征多项式直接引用劳斯稳定判据来判别采样控制系统的特征根在  $Z$  平面的单位圆内或者单位圆外, 因为在  $Z$  平面上的稳定域与  $S$  平面上的稳定域是不同的。但是, 只要经过一种复变函数的双线性变换(称为  $z \rightarrow w$  变换), 把  $Z$  平面中的单位圆映射到  $W$  平面的虚轴, 其单位圆内部或外部则相应为  $W$  平面的左半平面或者右半平面, 那么, 对于由

$$D(z) = 0$$

而变换过来的

$$D(w) = 0 \quad (2.3-73)$$

来讲, 就可以引用劳斯稳定判据了, 为此, 令

$$z = \frac{1+w}{1-w} \quad (2.3-74)$$

同时有

$$w = \frac{z-1}{z+1} \quad (2.3-75)$$

也可以令

$$z = \frac{w+1}{w-1} \quad (2.3-76)$$

同样有

$$w = \frac{z+1}{z-1} \quad (2.3-77)$$

式中:  $z$  和  $w$  都是复变量。可以证明上述变换关系是存在的。

### 3.3.2 频域分析法在采样控制系统中的应用

对于线性采样控制系统, 可以采用如连续控制系统那样采用以传递函数为基础的频率法和根轨迹法, 根据开环系统的信息来判断闭环系统的稳定性以及动态性能。据上所知, 经过双线性( $z \rightarrow w$ )变换后, 凡是适用于连续系统的稳定性分析, 都可以用于采样系统。例如, 当闭环系统的特征方程为

$$1 + G_0(z) = 0 \quad (2.3-78)$$

时, 其中  $G_0(z)$  为系统的开环脉冲传递函数。经过  $z \rightarrow w$  变换后可得

$$1 + G_0(w) = 0 \quad (2.3-79)$$

令

$$w = j\omega_p$$

而将  $\omega_p$  称为伪频率。这样就可以根据  $G_0(j\omega_p)$ , 把奈奎斯特稳定判据和对数频率特性稳定判据借用到采样系统中来。并且如相角裕量、幅值裕量等概念也可以用来度量采样系统的相对稳定性。实际频率与伪频率之间有如下的关系

$$\omega_p = \tan \frac{\omega T}{2}$$

这是由于

$$\begin{aligned} w &= \frac{z-1}{z+1} = \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} \\ j\omega_p &= \frac{e^{j\omega T} - 1}{e^{j\omega T} + 1} = \frac{e^{j\frac{\omega T}{2}} - e^{-j\frac{\omega T}{2}}}{e^{j\frac{\omega T}{2}} + e^{-j\frac{\omega T}{2}}} \\ &= j \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\cos \frac{\omega T}{2}} = j \tan \frac{\omega T}{2} \end{aligned}$$

当采样周期很小时, 则有  $\omega_p \approx \frac{T}{2} \omega$ 。

### 3.4 李雅普诺夫稳定性理论

实际系统是非线性的情况非常多, 非线性系统与线性系统在稳定性方面有很大的不同, 例如, 线性系统的稳定性与系统的初始状态以及外部扰动的大小无关, 而非线性系统的稳定性却与之有关。李雅普诺夫提出了对于任何系统都适用的关于稳定性的判据。

李雅普诺夫在 1892 年发表的《运动稳定性的一般问题》论文中, 率先建立了运动稳定性的一般理论。它不仅给运动稳定性下了严格的定义, 而且把系统由常微分方程组所描述的动力学系统稳定性的方法, 归纳为本质不同的两种方法, 分别称为李雅普诺夫第一方法和第二方法。

#### 3.4.1 李雅普诺夫第一方法

对于非线性特性不是很严重的实际系统, 可利用线性化的数学模型按线性系统的稳定条件去分析它的稳定性。李雅普诺夫指出:

(1) 若线性化系统的系数矩阵  $A$  的特征值全部具有负实

部,则实际系统就是渐近稳定的。线性化过程中被忽略的高阶导数项对系统的稳定性没有影响。

(2) 若系数矩阵  $A$  中只要具有一个实部为正的 eigenvalue,那么实际系统就是不稳定的,与被忽略的高阶导数项无关。

(3) 若系数矩阵  $A$  的特征值中,即使只有一个实部为零,其余的都具有负实部,那么实际系统就不能靠线性化的数学模型来判别其稳定性。这时,系统的稳定与否,与被忽略的高阶导数项有关,必须分析原始的非线性数学模型才能决定它的稳定性。(这可用李雅普诺夫第二方法)

下面来具体介绍李雅普诺夫第一方法,非线性(定常)系统的运动方程的规范形式如式(2.3-80)所示,即

$$\dot{x} = f(x) \quad (2.3-80)$$

将式(2.3-80)在零平衡态(即  $x_e = 0$ )附近展开成泰勒级数,则有

$$\Delta \dot{x} = f(x) - f(x_e) = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_e} \Delta x + g(x, \Delta x) \quad (2.3-81)$$

式中:  $\Delta x = x - x_e$  为  $n$  维状态偏差向量;  $g(x_e, \Delta x)$  为级数中与偏差信号  $\Delta x$  的二次及其以上高次幂有关的高阶项。设

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix}$$

$$\text{则} \quad \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

其中:  $\partial f / \partial x$  称为雅可比(Jacobian)矩阵。在  $x = x_e$  处该矩阵为一常阵记为  $A$ ,即

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=x_e}$$

在小偏差下  $\|\Delta x\| \rightarrow 0$ ,  $\frac{\|g(x_e, \Delta x)\|}{\|\Delta x\|} \rightarrow 0$ , 可略去不

计。于是由式(2.3-81)可得非线性系统的线性化模型为  $\Delta \dot{x} = A \Delta x$ , 或改写成下列线性模型的习惯表示形式:

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x \quad (2.3-82)$$

若用工程意义下的稳定性术语来表述李雅普诺夫第一方法,则可叙述如下:在零平衡态的小范围内原非线性系统运动的稳定或不稳定,与线性化系统的结论相一致;而线性化系统的临界稳定情况,不能用来描述原非线性系统零平衡态的稳定性,但这在工程上影响不大。因为这种情况很少出现,即使出现在控制工程中通常也是作为不稳定来对待的;若有必要研究,可根据原非线性模型来讨论。因此在零平衡态的小范围内,可以用线性系统的稳定性理论来分析控制系统运动的稳定性问题。

李雅普诺夫第一方法的意义和贡献就在于它使线性化研究方法有了坚实的理论基础。对于工程上含有非本质非线性的大量控制系统的运动稳定性问题,可以用线性系统的稳定性理论来研究;对于工程上含有本质非线性的控制系统,由于不能进行微偏线性化,它们的运动稳定性问题可以用李雅普诺夫第二方法等稳定性理论来分析。

李雅普诺夫第一方法又称为间接法,由于它是依据线性

化系统的特征值来判别系统的稳定性的,因此又称为特征值判据。

### 3.4.2 李雅普诺夫第二方法

李雅普诺夫第二方法的基本思想:用能量变化的观点分析系统的稳定性。若系统储存的能量在运动过程中随着时间的推移逐渐减少,则系统就是稳定的;反之,若系统在运动的过程中,不断地从外界吸收能量,使其储能越来越大,则系统就不能稳定。用一个标量函数  $V(x)$  来表示系统的能量。根据能量的物理意义,能量函数  $V(x)$  来应该总是一个正值函数,即

$$V(x) > 0 \quad (2.3-83)$$

那么  $\dot{V}(x)$  就表示能量随时间的变化率,当

$$\dot{V}(x) < 0 \quad (2.3-84)$$

表明能量在运动中随时间的推移而减少;当

$$\dot{V}(x) > 0 \quad (2.3-85)$$

则表明能量在运动中随时间的推移而增加。李雅普诺夫第二

方法就是根据  $\dot{V}(x)$  的正负来判断系统的稳定性的,因为它直接利用能量函数而不是通过求解系统的微分方程来确定系统的稳定与否,所以又称为李雅普诺夫直接法。标量函数  $V(x)$  叫做李雅普诺夫函数,它可以是真正的能量函数,也可以是虚构的能量函数。李雅普诺夫函数的最简单形式为二次型,但也不一定是二次型。任何一个标量函数,只要它满足李雅普诺夫稳定性判据所假设的条件,都可以作为李雅普诺夫函数。对于给定的系统,  $V(x)$  不是唯一的,所以正确地确定李雅普诺夫函数是利用李雅普诺夫直接法的主要问题。

李雅普诺夫第二方法的特点是:不需要引入线性近似而直接由系统的运动方程(2.3-80)出发,通过构造一个类似于“能量”的李雅普诺夫函数,并分析它及其一阶导数的定号性,从而获得稳定性的有关信息。

李雅普诺夫第二方法分析系统稳定性的判据可以叙述如下。

**定理 2.3-2:** 当选定  $x \neq 0$  (相当于系统受到扰动后的初始状态),  $V(x) > 0$  以后,有:

- (1) 若  $\dot{V}(x) < 0$ , 则系统是渐近稳定的[如果随着  $\|x\| \rightarrow \infty$ , 有  $V(x) \rightarrow \infty$ , 则系统是大范围渐近稳定的]。
- (2) 若  $\dot{V}(x) > 0$ , 则系统是不稳定的。
- (3) 若  $\dot{V}(x) \leq 0$ , 但除了  $\dot{V}(0) = 0$  这一点以外,  $\dot{V}(x)$

不恒等于零,则系统是渐近稳定的;但是,若  $\dot{V}(x)$  恒等于零,那么,按照李雅普诺夫关于稳定性的定义,系统是稳定的,但不是渐近稳定的。

需要指出,关于李雅普诺夫第二方法的稳定判据是充分条件,而不是必要条件。关于这一点可以做如下解释:虚构一个能量函数,令  $V(x) > 0$ , 若  $\dot{V}(x) < 0$ , 系统就是渐近稳定的;若  $\dot{V}(x) > 0$ , 系统就是不稳定的,这个能量函数就算作李雅普诺夫函数。如果虚构的函数都不满足上述定理假设的条件[例如  $\dot{V}(x)$  是不定的],那么就不能确定系统的稳定性,因为很可能是还没有构成李雅普诺夫函数。此时,一方面可以继续寻求合适的李雅普诺夫函数,另一方面应考虑采用其他方法确定系统的稳定性。

应用李雅普诺夫第二方法确定系统稳定性的关键在于如

何找到李雅普诺夫函数  $V(x)$ ，但李雅普诺夫稳定性理论并没有提供构造李雅普诺夫函数的方法。对于给定系统，如果存在李雅普诺夫函数，它不是唯一的。

### 3.4.3 李雅普诺夫直接法用于线性定常系统

给定线性定常系统的状态方程为

$$\dot{x} = Ax \quad (2.3-87)$$

假设所选取的李雅普诺夫函数为二次型函数，即有

$$V(x) = x^T P x \quad (2.3-88)$$

其中， $P$  为  $n \times n$  实对称正定矩阵， $x$  为  $n \times 1$  列向量。将  $V(x)$  对时间取导数并将式(2.3-87)代入，可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \dot{x}^T P x + x^T P \dot{x} \\ &= (Ax)^T P x + x^T P A x \\ &= x^T A^T P x + x^T P A x \\ &= x^T (A^T P + P A) x = -x^T Q x \end{aligned} \quad (2.3-89)$$

其中

$$Q = -(A^T P + P A)$$

即有

$$A^T P + P A + Q = 0 \quad (2.3-90)$$

如果能够找到满足式(2.3-90)的正定矩阵  $P$ 、 $Q$ ，那么  $V(x) > 0$ ，而  $\dot{V}(x) < 0$ ，系统就是渐近稳定的。式(2.3-90)是一个矩阵代数方程，称为李雅普诺夫方程。

根据以上推导可知，判断线性定常连续系统的步骤应该是先假设一个正定的实对称矩阵  $P$ ，然后利用式(2.3-90)计算  $Q$ ，如果  $Q$  正定，则表明系统是渐近稳定的。但是上述计算步骤在实际使用中比较麻烦，所以在实际应用时，通常是取一个正定的实对称矩阵  $Q$ ，而且为了简便，常取  $Q = I$ ，然后根据式(2.3-90)求出矩阵  $P$  (求解过程中可设  $P$  为对称阵)，然后判断  $P$  是否为正定来确定系统的稳定性，对此，存在如下定理。

**定理 2.3-3:** 线性定常连续系统式(2.3-87)渐近稳定的充分必要条件是：给定一个正定对称矩阵  $Q$ ，存在一个正定对称矩阵  $P$ ，使满足李雅普诺夫方程，即式(2.3-90)

$$A^T P + P A + Q = 0$$

且标量函数  $V(x) = x^T P x$  是系统的一个李雅普诺夫函数。



## 第4章 基于经典控制理论的自动控制系统设计

在前面的章节中,介绍了对控制系统进行分析的基本理论和基本方法,涉及的都是系统分析的问题,即在系统的结构和参数已知的情况下,求出系统的性能指标,并分析性能指标与系统参数之间的关系。在对系统进行分析后,常常发现已知系统不满足性能指标的要求,需要对系统进行改进,或是在原有系统的基础上加入其他装置,这就是本章将要介绍的系统校正的方法。因此,系统校正是系统分析的逆问题,即是按照系统性能指标的要求,设计合适的装置加入到原来系统中,使其满足系统性能指标的要求。

本章主要介绍基于经典控制理论所给出的校正和综合方法,包括频率法校正、根轨迹法校正、PID控制器和采样系统的校正。

### 1 校正与综合的概念

系统设计的目的就是对系统性能的校正。所谓校正,就是改变系统的动态特性,使系统满足特定的技术要求。另外,由于在自动控制系统设计过程中更多关注的是控制器应具有什么样的形式(尤其关心用什么数学描述),而不关心它的具体物理实现,因此也有文献将“设计”称为“综合”。

一个单输入/单输出的控制系统一般为图2.4-1的形式,其中 $G_0(s)$ 是控制系统的被控对象或系统模型, $H(s)$ 为反馈环节,它们共同构成了控制系统的不可变部分。未校正前,系统不一定能达到理想的控制性能,因此有必要根据希望的性能要求进行重新设计。在进行系统设计时,必将面临如下几个方面的问题:

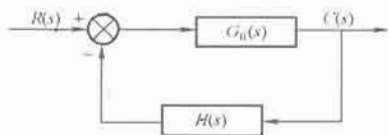


图 2.4-1 闭环控制系统结构框图

(1) 控制系统的经济指标和技术指标的平衡问题。这在系统设计中是首先要解决的。

(2) 控制系统结构的选择。这部分内容将在 1.1 节详细介绍。

(3) 校正手段或校正方法的选择。究竟采用时域还是频域方法,需根据控制系统性能指标的表达式选择。控制系统的性能指标通常包括动态和静态两个方面,动态性能指标用于反映控制系统的瞬态响应情况,它一般可采用如下时域性能指标和频域指标。

1) 时域性能指标:调整时间、上升时间、峰值时间和最大超调量等。

2) 频域性能指标:开环指标包括相位裕量、增益裕量;闭环指标包括谐振峰值、谐振频率和频带宽度等。

在设计时,若所使用的指标是时域指标,通常可采用根轨迹法进行设计,使闭环系统的极点重新配置;若所使用的指标是频域指标,宜采用频率法(如伯德图或极坐标)进行设计。

目前工程技术应用领域习惯采用频率法,通常通过近似公式进行时域性能指标和频域性能指标两种指标之间的互换,具体有如下公式。

① 二阶系统频域指标与时域指标的关系。

$$\text{谐振峰值: } M_r = \frac{1}{2\zeta \sqrt{1-\zeta^2}}, \zeta \leq 0.707$$

$$\text{谐振频率: } \omega_r = \omega_n \sqrt{1-2\zeta^2}, \zeta \leq 0.707$$

$$\text{带宽频率: } \omega_b = \omega_n \sqrt{1-2\zeta^2 + \sqrt{2-4\zeta^2+4\zeta^4}}$$

$$\text{截止频率: } \omega_c = \omega_n \sqrt{\sqrt{1+4\zeta^4}-2\zeta^2}$$

$$\text{相角裕度: } \gamma = \arctan \frac{2\zeta}{\sqrt{\sqrt{1+4\zeta^4}-2\zeta^2}}$$

$$\text{超调量: } \sigma\% = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \times 100\%$$

$$\text{调节时间: } \omega_c t_s = \frac{7}{\tan\gamma}$$

② 高阶系统频域性能指标与时域性能指标的关系。

$$\text{谐振峰值: } M_r = 1/\sin\gamma$$

$$\text{超调量: } \sigma = 0.16 + 0.4(M_r - 1), 1 \leq M_r \leq 1.8$$

$$\text{调节时间: } t_s = K_0 \pi / \omega_c$$

$$K_0 = 2 + 1.5(M_r - 1) + 2.5(M_r - 1)^2, 1 \leq M_r \leq 1.8$$

(4) 控制器或校正装置的选择,即具体的实现方式。在确立了校正装置的结构和参数后,其物理器件可以有电气的、机械的、液压的和气动的等形式,选择的一般原则是根据系统本身结构特点、信号性质和设计者经验,并综合经济指标和技术指标进行选择。本书以电气校正装置作为控制器,详述无源和有源装置的工作原理和设计方法,其思想方法同样适用于其他类型的校正装置设计。

需要指出的是,由于电子技术和计算机技术的发展,目前实际系统中大量采用的控制器是有源校正装置,如典型 PID 调节器。无源校正与有源校正尽管在结构形式上有差别,但它们的工作原理是相同的。同时校正时,可在基本理论指导下采用计算机辅助完成。

#### 1.1 校正的基本方式

按照校正装置在系统中的连接方式,控制系统校正方式可分为串联校正、反馈校正、前馈校正和复合校正 4 种结构,如图 2.4-2 所示。

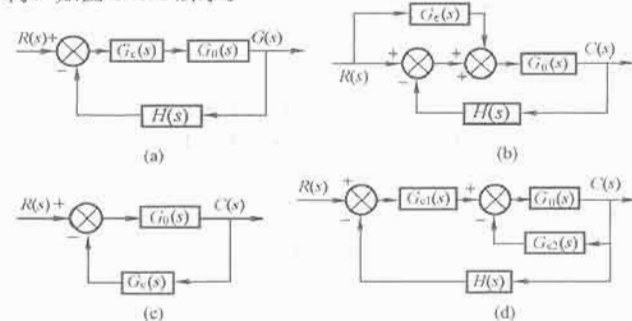


图 2.4-2 控制系统校正的几种方式

(a) 串联校正结构; (b) 输入补偿的复合结构;

(c) 反馈校正结构; (d) 复合校正结构



考虑到串联校正比较经济,易于实现,且设计简单,因此实际应用中大多采用此校正方法,其典型的校正方式有超前校正、滞后校正、滞后-超前校正和PID校正等。实际控制系统中,还广泛采用反馈校正装置。一般来说,反馈校正所需元件数目比串联校正少。由于反馈信号通常由系统输出端或放大器输出端供给,信号是从高功率点传向低功率点,因此反馈校正一般无需附加放大器。此外,反馈校正还可消除系统原有部分参数波动对系统性能的影响。在性能指标要求较高的控制系统设计中,常常兼用串联校正与反馈校正两种方式。

## 1.2 串联校正的基本控制规律

串联校正装置一般设计成相位超前校正、相位滞后校正和相位滞后-超前校正等形式。下面简要介绍此三种装置的用途和校正目的,然后给出它们的无源和有源网络结构、传递函数、零极点分布和频率特性。

### 1.2.1 超前校正

超前校正的目的是改善系统的响应性能,以实现在系统静态性能不受损的前提下,提高系统的动态性能。实现的方法是在系统的前向通道中增加一个超前校正装置。可见,超前校正的使用范围主要是针对系统原有的静态性能基本满足要求,而动态性能不能满足设计要求的系统。

(1) 超前校正装置。图2.4-3(a)、(b)分别为无源和有源超前校正网络。对于无源校正装置图[图2.4-3(a)],忽略该网络的输入阻抗和输出阻抗效应,则其传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{\beta} \frac{1 + \beta Ts}{1 + Ts} = \frac{s + 1/(\beta T)}{s + 1/T} \quad (2.4-1)$$

式中:  $\beta = (R_1 + R_2)/R_2 > 1$ ,  $T = R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$ 。式(2.4-1)另一种常见形式可写作

$$G_c(s) = \alpha \frac{1 + Ts}{1 + \alpha Ts} = \frac{s + 1/T}{s + 1/(\alpha T)} \quad (2.4-2)$$

式中:  $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1$ ;  $T = R_1 C$ 。

对于有源校正装置图2.4-3(b),其对应的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -k \frac{1 + (R_1 + R_2)Cs}{1 + R_2 Cs} = -k \frac{1 + \beta Ts}{1 + Ts} \quad (2.4-3)$$

式中:  $k = \frac{R_f}{R_1}$ ;  $T = R_2 C$ ;  $\beta = \frac{R_1 + R_2}{R_2} > 1$ 。负号是因为采用了负反馈的运算放大器,如再串联一只反相运算放大器即可消除负号。

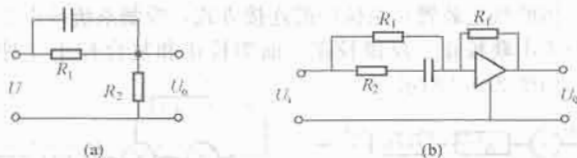


图 2.4-3 超前校正装置  
(a) 无源校正装置; (b) 有源校正装置

在式(2.4-3)中,令  $R_1 C = T_1$ ,  $R_2 C = T_2$ , 则式(2.4-3)可写成如下形式

$$G_c(s) = -k \frac{1 + (T_1 + T_2)s}{1 + T_2 s} = -k \left( 1 + \frac{T_1 s}{1 + T_2 s} \right) \quad (2.4-4)$$

式(2.4-4)即为实际的比例微分控制器(PD)的传递函数。

(2) 超前校正装置的极点及频率特性。超前校正装置的零、极点分布如图2.4-4所示,由于  $\beta > 1$ , 故  $G_c(s)$  的零点

总在其极点的右侧。由式(2.4-1)和式(2.4-2)可知,在采用超前校正网络时,系统的开环增益会有  $1/\beta$  (或  $k$ ) 倍的衰减。为此,用放大倍数  $\beta$  或  $(1/k)$  的附加放大器予以补偿。经补偿后,令  $\alpha = 1/\beta$ , 其传递函数为  $G_c(s) = \frac{1 + Ts}{1 + \alpha Ts}$ , 频率特性为

$$G_c(j\omega) = \frac{1 + j\omega T}{1 + j\alpha\omega T} \quad (2.4-5)$$

与式(2.4-5)对应的频率特性的表达式分别为

$$|G_c(j\omega)| = \sqrt{\frac{1 + (\omega T)^2}{1 + (\alpha\omega T)^2}} \quad (2.4-6)$$

$$\varphi(\omega) = \arctan\omega T - \arctan\alpha\omega T \quad (2.4-7)$$

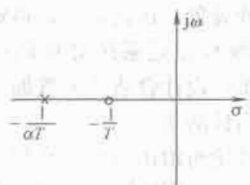


图 2.4-4 超前校正装置零、极点分布

其极坐标如图2.4-5所示。由图可见,超前校正装置的极坐标是一个位于第一象限的半圆,圆心坐标为  $[1/2(1+1/\alpha), j0]$ , 半径为  $1/2(1/\alpha - 1)$ 。从坐标原点到半圆作切线,与正实轴的夹角即为该校正装置的最大超前角  $\phi_m$ , 且有

$$\phi_m = \arcsin \frac{1 - \alpha}{1 + \alpha} \quad (2.4-8)$$

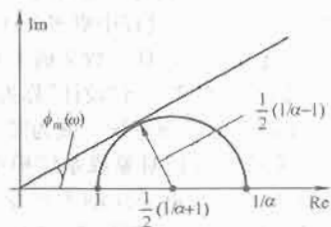


图 2.4-5 超前校正装置极坐标图

此最大超前角对应的频率可由式(2.4-7)得到。令  $\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} = 0$ , 则有

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{\alpha}T} = \sqrt{\left(\frac{1}{T}\right)\left(\frac{1}{\alpha T}\right)} \quad (2.4-9)$$

对式(2.4-6)的幅频特性取对数坐标,有

$$L(\omega) = 20\lg |G_c(j\omega)| = 20\lg \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{1/T}\right)^2} - 20\lg \sqrt{1 + \left[\frac{\omega}{1/(\alpha T)}\right]^2} \quad (2.4-10)$$

根据式(2.4-7)、式(2.4-10),令  $\alpha = 0.1$ ,  $T = 1$  时,其伯德图如图2.4-6所示。

由式(2.4-7)可知,由于  $\alpha < 1$ , 因而当  $0 < \omega < \infty$  时,校

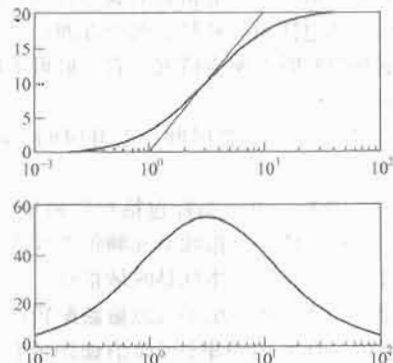


图 2.4-6 超前校正装置的伯德图

正网络的相位总是正值。这说明输出信号在相位上总超前于输入信号,因而称该校正网络为超前校正。同时,由于当 $\omega \rightarrow 0$ ,  $L(\omega) \rightarrow 0$ ; 当 $\omega \rightarrow +\infty$ 时,  $L(\omega) \rightarrow$ 最大值  $20\lg(1/\alpha)$ , 所以超前校正装置又是一个高通滤波器。

比较图 2.4-4 和图 2.4-5 可知,  $\omega_m$  是  $G_c(s)$  零点和极点的几何平均值。理论上, 最大相位超前角  $\phi_m$  不大于  $90^\circ$ , 在工程上, 一般取超前校正网络的最大相位超前角  $\phi_m$  不大于  $65^\circ$ 。如果要得到大于  $65^\circ$  的相位超前角, 可将两个超前校正网络进行串联, 并在串联的两个网络之间增加一隔离放大器, 以消除它们之间的负载效应。

### 1.2.2 滞后校正

与超前校正相反, 如果一个控制系统具有良好的动态性能, 但其静态性能指标较差(如静态误差较大)时, 则一般可采用滞后校正装置, 使系统的开环增益有较大幅度的增加, 而同时又可使校正后的系统动态指标保持原系统的良好状态。

(1) 滞后校正装置。无源的滞后校正装置可由图 2.4-7(a) 构成。由图可得到该校正装置的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1 + R_2 C_s}{1 + (R_1 + R_2) C_s} = \frac{1 + \tau s}{1 + \beta \tau s} \quad (2.4-11)$$

式中:  $\beta = (R_1 + R_2)/R_2 > 1$ ;  $\tau = R_2 C$ 。

有源的滞后校正装置由图 2.4-7(b) 构成。其传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -k \left( 1 + \frac{1}{T_1 s} \right) \quad (2.4-12)$$

式中:  $T_1 = R_2 C$ ;  $k = R_2/R_1$ 。同样, 等式右边的负号可通过串联一反相器加以抵消, 因而式(2.4-12)可改写为比例积分(PI)控制器的形式

$$G_c(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_1 s} \right) \quad (2.4-13)$$

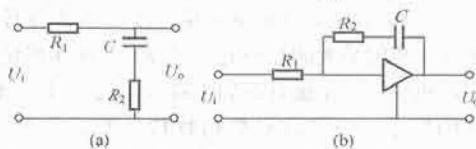


图 2.4-7 滞后校正装置

(a) 无源校正装置; (b) 有源校正装置

(2) 滞后校正装置的极点及频率特性。由式(2.4-11)可分别得到该滞后校正装置的零、极点分布图, 如图 2.4-8 所示; 极坐标图如图 2.4-9 所示, 伯德图如图 2.4-10 所示。

在极坐标图中,  $\phi_m$ 、 $\omega_m$  的值可用超前校正装置的相似方法获得

$$\phi_m = \arcsin \frac{1-\beta}{1+\beta}, \quad \omega_m = \frac{1}{\sqrt{\beta} \tau}$$

比较超前校正装置和滞后校正装置可以发现, 滞后校正装置具有如下特点。

- ① 输出相位总滞后于输入相位, 这是校正中必须要避免的。
- ② 它是一个低通滤波器, 具有高频衰减的作用。
- ③ 利用它的高频衰减作用(当  $\omega > 1/\tau$ ), 使校正后系统剪切频率  $\omega_c$  前移, 从而达到增大相位裕量的目的。

### 1.2.3 滞后—超前校正

当对控制系统的静态性能和动态性能均有较高要求时, 则应采用滞后—超前校正。

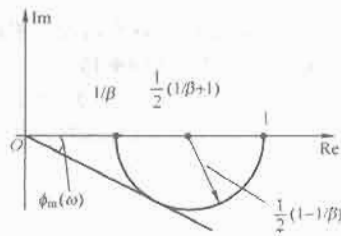


图 2.4-9 滞后校正装置极坐标(奈奎斯特)图

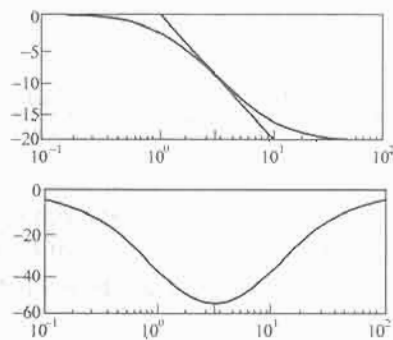


图 2.4-10 滞后校正装置的伯德图

(1) 滞后—超前校正装置。图 2.4-11(a)、(b) 分别为滞后—超前校正的无源和有源网络。无源校正装置的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = \frac{(R_1 C_1 s + 1)(R_2 C_2 s + 1)}{R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + (R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2) s + 1} \quad (2.4-14)$$

式中, 令  $T_1 = R_1 C_1$ ,  $T_2 = R_2 C_2$ ,  $T_1/\beta + \beta T_2 = R_1 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_2$ ,  $\beta > 1$ , 且令  $T_2 > T_1$ 。此时, 式(2.4-14)也可写成如下形式

$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{(T_1 s/\beta + 1)(\beta T_2 s + 1)} \quad (2.4-15)$$

其中前半部分起超前作用, 后半部分起滞后作用。

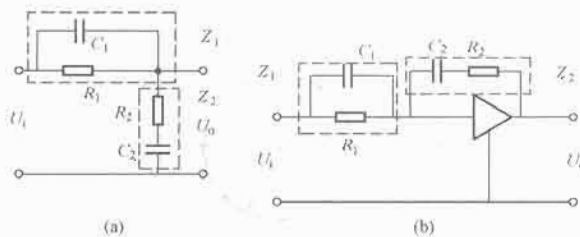


图 2.4-11 滞后—超前校正装置

(a) 无源校正装置; (b) 有源校正装置

同理, 有源校正装置的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_2 + \frac{1}{C_2 s}}{\frac{1}{R_1 + C_1 s}} = -\left( \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2 s} + R_2 C_1 s \right) = -K_p \left( 1 + \frac{1}{T_1 s} + T_d s \right) \quad (2.4-16)$$

有源滞后—超前校正装置的传递函数就是一个典型的 PID 控制器, 式中  $K_p$  为比例系数,  $T_1$  为积分时间常数,  $T_d$

为微分时间常数。

(2) 滞后校正装置的极点及频率特性。根据滞后—超前校正装置的传递函数, 可得到其频率特性

$$G_c(j\omega) = \frac{(j\omega T_1 + 1)(j\omega T_2 + 1)}{(j\omega T_1/\beta + 1)(j\omega\beta T_2 + 1)} \quad (2.4-17)$$

其幅频特性和相频特性分别为

$$|G_c(\omega)| = \frac{\sqrt{1 + (\omega T_1)^2} \times \sqrt{1 + (\omega T_2)^2}}{\sqrt{1 + \left(\omega \frac{T_1}{\beta}\right)^2} \times \sqrt{1 + (\omega\beta T_2)^2}} \quad (2.4-18)$$

$$\begin{aligned} \phi(\omega) &= \angle G_c(\omega) \\ &= \arctan \frac{\omega T_1(1 - 1/\beta)}{1 + (\omega T_1/\beta)^2} + \arctan \frac{\omega T_2(1 - \beta)}{1 + (\omega\beta T_2)^2} \end{aligned} \quad (2.4-19)$$

根据式(2.4-15)和式(2.4-17)可分别画出其零、极点分布图, 极坐标图和伯德图。从图 2.4-12 中看出, 因  $T_2 > T_1$ , 滞后部分的零极点更靠近原点, 使系统的静态性能得到改善。

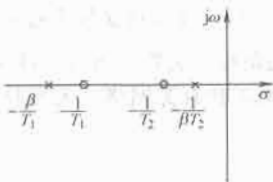


图 2.4-12 滞后—超前校正装置零、极点分布图

从图 2.4-13 和图 2.4-14 可以看出当  $\omega$  从  $0 \rightarrow \omega_1$  变化时, 滞后—超前校正装置起滞后作用, 而当  $\omega$  从  $\omega_1 \rightarrow +\infty$  变化时, 校正装置起超前作用。

图 2.4-13 中相角为零的频率  $\omega_1$  为

$$\omega_1 = 1/\sqrt{T_1 T_2} \quad (2.4-20)$$

可见, 滞后—超前校正装置是超前装置和滞后装置的组合。

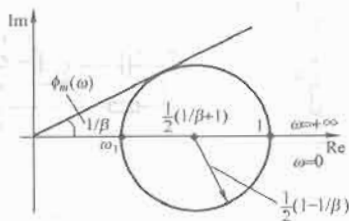


图 2.4-13 滞后—超前校正装置极坐标图

图 2.4-14 为滞后—超前校正装置的伯德图。

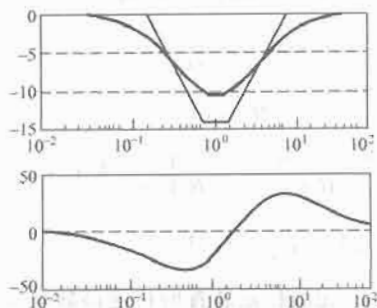


图 2.4-14 滞后—超前校正装置的伯德图

## 2 频率法校正

系统对正弦输入信号的稳态响应, 称为频率响应。频率响应法的特点是, 采用容易提供的正弦信号产生器和精密的测量装置, 所完成的频率响应实验通常比较简单、精确。一些复杂元件的传递函数, 也常常可以通过频率响应实验予以确定。此外, 频率响应法还能够设计出一种抗噪声干扰系统, 即在这种系统中, 不希望的噪声的影响可以忽略不计。这种分析和设计方法还可以推广到某些非线性控制系统中。

根据上面对三类校正装置频率法设计思路的介绍, 可总结出一一般性的设计步骤。

(1) 根据静态性能指标, 计算开环系统的增益, 然后求出校正前系统的幅值裕量和相位裕量, 并与设计要求比较。

(2) 确定校正后期望的剪切频率  $\omega_c$ , 具体值的选取与选择的校正方式(相位超前、滞后或滞后—超前等)相适应。

(3) 根据待设计的校正装置的形式和转折频率, 计算有关参数, 进而确定校正装置。

(4) 得出校正后的系统, 并校验是否满足设计要求。不满足, 则从步骤(2)重新开始。

控制系统的设计是一项十分复杂的工作, 需要大量的经验和反复的试验。为此, 可借助于目前已经非常成熟的计算机仿真技术, 简化控制系统的设计工作。本节介绍频率法的设计方法, 主要利用伯德图进行系统的设计, 基本思路是: 通过比较校正前、后频率特性, 尝试选定恰当的校正结构, 根据前面几节介绍的设计原理, 确定校正参数, 最后对校正后的系统进行校验, 并反复设计, 直至满足设计要求。

### 2.1 串联超前校正

用频率法对系统进行超前校正的基本原理是, 通过其相位超前特性来增大系统的相位裕量, 改变系统开环频率特性, 并使校正装置最大的相位超前角  $\phi_m$  出现在系统新的剪切频率处, 使校正后系统具有如下特点: 低频段的增益满足稳态精度的要求; 中频段对数幅频特性的斜率为  $-20\text{dB/dec}$ , 并具有较宽的频带, 使系统具有满意的动态性能; 高频段要求幅值迅速衰减, 以减少噪声的影响。

基于频率法的串联超前校正设计的一般步骤可分为:

(1) 根据稳态误差的要求, 确定系统的开环增益  $K$ , 并据此画出未校正系统的伯德图, 并求出其相位裕量  $\gamma_1$ 。

(2) 由期望的相位裕量  $\gamma$ , 计算出超前校正装置应提供的最大相位超前角  $\phi_m$ , 即

$$\phi_m = \gamma - \gamma_1 + \epsilon$$

式中的  $\epsilon$  是用于补偿因超前校正装置的引入, 使系统的剪切频率增大而导致未校正系统相位角滞后量的增加。 $\epsilon$  值可按如下方法估算; 如果未校正系统的开环对数幅频特性在剪切频率处的斜率为  $-40\text{dB/dec}$ , 一般取  $\epsilon = 5^\circ \sim 10^\circ$ ; 如果该频段的斜率为  $-60\text{dB/dec}$ , 则取  $\epsilon = 15^\circ \sim 20^\circ$ 。

(3) 根据所确定的最大相位超前角  $\phi_m$ , 按式(2.4-8)算出相应的  $\alpha$  值

$$\alpha = \frac{1 - \sin\phi_m}{1 + \sin\phi_m}$$

(4) 计算校正装置在  $\omega_m$  处的幅值  $10\lg(1/\alpha)$  (参见图 2.4-5), 通过未校正系统的对数幅频特性, 求得其幅值为  $-10\lg(1/\alpha)$  处的频率, 该频率  $\omega_m$  恰好就是校正后系统的开环剪切频率  $\omega_c$ , 即  $\omega_c = \omega_m$ 。

(5) 确定校正装置的转折频率  $\omega_1$  和  $\omega_2$ 。

$$\omega_1 = \frac{1}{T} = \omega_m \sqrt{\alpha}, \omega_2 = \frac{1}{\alpha T} = \frac{\omega_m}{\sqrt{\alpha}}$$

(6) 画出校正后系统的伯德图,并验算相位裕量是否满足要求。如果不满足,则需增大 $\epsilon$ 值,从步骤(3)开始重新进行计算,直到满足要求。

串联超前校正主要有如下特点:

(1) 这种校正主要对未校正系统中频段的频率特性进行校正,使校正后中频段幅值的斜率为 $-20\text{dB/dec}$ ,获得足够的相位裕量,从而达到改善系统动态性能的目的。

(2) 超前校正会使系统瞬态响应的速度变快。校正后系统的频带变宽,瞬态响应的速度变快。

(3) 虽然超前校正一般能较有效地改善系统的动态性能,但当未校正系统的相频特性曲线在剪切频率 $\omega_c$ 附近急剧地下降时,若用单级的超前校正网络去校正,收效不大。因为校正后系统的剪切频率向高频段移动。在新的剪切频率处,由于未校正系统的相角滞后量过大,单纯用 $\epsilon$ 不足以补偿因超前校正装置的引入而产生的相位角滞后,此时用单级的超前校正可能无法获得满意的效果,宜采用多级串联校正。

## 2.2 串联滞后校正

滞后校正的原理是:利用滞后校正装置的低通滤波器特性,使它在基本不影响校正后系统低频特性的前提下,使校正后系统的开环频率特性的中频段和高频段增益降低,从而使剪切频率 $\omega_c$ 前移,达到增加系统相位裕量的目的。

根据上述分析,用频率法对系统进行滞后校正的一般步骤为:

(1) 根据给定静态误差系数的要求,计算系统的开环增益 $K$ ,并据此画出未校正系统的伯德图,求出相应的相位裕量和增益裕量。

(2) 由相位裕度要求,在已作出的未校正系统的相频曲线上寻找一个频率点,在该点要求开环频率特性的相位角满足

$$\phi = -180^\circ + \gamma + \epsilon$$

以该频率作为校正后系统的剪切频率 $\omega_c$ 。上式中, $\gamma$ 为系统所要求的相位裕量, $\epsilon$ 是补偿因滞后网络的引入而在剪切频率 $\omega_c$ 处产生的相位滞后量,工程上取 $\epsilon=5^\circ\sim 15^\circ$ 。

(3) 确定滞后校正装置的 $\beta$ 值。由于滞后校正装置在剪切频率 $\omega_c$ 处的幅值为 $-20\lg\beta$ ,为使校正后系统的剪切频率位于 $\omega_c$ ,必须使未校正系统在 $\omega_c$ 处的幅值等于 $20\lg\beta$ ,由此可计算 $\beta$ 值。这样保证校正后开环系统在剪切频率 $\omega_c$ 处的幅值为 $0\text{dB}$ 。

(4) 选择滞后校正装置的两个转折频率。由于在剪切频率 $\omega_c$ 处,滞后校正装置本身会产生一定的相角滞后,因此,设计时应尽可能地减少滞后角。为此可使校正装置 $G_c(s)$ 的两个转折频率 $\omega_1$ 、 $\omega_2$ 比 $\omega_c$ 越小越好,但考虑到物理实现上的可行性,工程上取 $\omega_2=1/T=\omega_c/5\sim\omega_c/10$ ,然后确定另一个转折频率 $\omega_1=1/\beta T$ 。

(5) 画出校正后系统的伯德图,并求出校正后系统的相位裕量。比较设计指标,如果上述参数仍不满足要求,则可通过改变 $T$ 值,重新设计滞后校正网络。

与超前校正相比,滞后校正有如下特点。

(1) 由于滞后校正装置的低通特性,校正后系统的剪切频率 $\omega_c$ 减小,频带变窄。

(2) 由于滞后校正装置在滤波性质上与积分环节具有相似性,会导致系统阻尼比增加,超前量减少,瞬态响应速度

变慢。

(3) 不同于超前校正,滞后校正装置的转折频率选取不是十分严格,使其设计相对简单。

(4) 滞后校正装置是通过低通特性使系统的剪切频率前移,该校正方法可能使校正后系统的相位裕量超过 $90^\circ$ 。

从频率法角度出发,在许多场合超前校正和滞后校正可能均可采用。但若对校正后系统的调整时间有要求,在具体设计时则宜采用超前校正。

## 2.3 串联滞后—超前校正

当对校正后系统的动态和静态性能有更多、更高的要求时,只单独采用上述的超前校正或滞后校正方法,难以达到预期的校正效果,需要采用串联滞后—超前校正。

应用频率法设计滞后—超前校正装置,就是利用校正装置的超前部分来增大系统的相位裕量,以改善其动态性能;利用其滞后部分来改善系统的静态性能。通过对校正装置参数的合理配置,可使滞后部分的低通特性克服超前部分引起的频带增宽、易受高频噪声的影响,同时利用超前部分补偿滞后部分产生的相位滞后而对系统动态性能的不良影响。

与超前校正和滞后校正相似,滞后—超前校正可按如下步骤进行。

(1) 求取开环增益并作出未校正开环系统伯德图。

(2) 确定校正后系统的剪切频率 $\omega_c$ 。在未对系统的快速性提出要求时,可选择相频特性上相角等于 $-180^\circ$ 的频率作为校正后系统的剪切频率 $\omega_c$ 。

(3) 确定滞后—超前装置的转折频率。

(4) 组合校正装置的滞后部分和超前部分的传递函数得到滞后—超前校正装置的传递函数。

前面介绍了基于频率法的串联控制器的正向设计方法,即依据指标或设计要求,首先选择三类控制器中的一种方式,然后按设计步骤进行设计。事实上,若能根据设计指标获得校正后的期望开环频率特性,则可根据 $G(j\omega)=G_c(j\omega)G_0(j\omega)$ ,由校正前后的幅频特性和相频特性,也可得到待定的控制器,此法称为“开环成形技术”(Loop Shaping),对于最小相位系统尤其有效。

## 2.4 期望频率特性法校正

期望频率特性法是将系统性能指标要求转化为期望开环对数幅频特性,再与待校正系统的开环对数幅频特性比较,从而确定校正装置的形式和参数。该方法适用于最小相位系统。

设系统开环频率特性为

$$G(j\omega) = G_c(j\omega)G_0(j\omega)$$

其对数幅频特性为

$$20\lg|G_c(j\omega)| = 20\lg|G(j\omega)| - 20\lg|G_0(j\omega)|$$

对于调节系统和随动系统,期望对数幅频渐近特性的一般形状如图2.4-15所示。该图中频区斜率为 $-40\sim-20$ 或 $-40$ (即2-1-2型)的对数幅频特性,相应的传递函数为

$$G(s) = \frac{K(1+s/\omega_2)}{s^2(1+s/\omega_3)} \quad (2.4-21)$$

其相频特性为

$$\varphi(\omega) = -180^\circ + \arctan \frac{\omega}{\omega_2} - \arctan \frac{\omega}{\omega_3}$$

因而

$$\gamma(\omega) = 180^\circ + \varphi(\omega) = \arctan \frac{\omega}{\omega_2} - \arctan \frac{\omega}{\omega_3} \quad (2.4-22)$$

由 $d\gamma(\omega)/d\omega=0$ ,可得到 $\gamma_{\max}$ 的角频率



$$\omega_m = \sqrt{\omega_2 \omega_3} \quad (2.4-23)$$

其中,  $\omega_2 = 1/T_2$  及  $\omega_3 = 1/T_3$ 。  $\omega_m$  正好是交接频率  $\omega_2$  和  $\omega_3$  的几何中心。

将式(2.4-23)代入式(2.4-22), 并由两角和的三角公式, 得

$$\tan \gamma(\omega_m) = \frac{\omega_m/\omega_2 - \omega_m/\omega_3}{1 + \omega_m^2/\omega_2\omega_3} = \frac{\omega_3 - \omega_2}{2\sqrt{\omega_2\omega_3}}$$

因而

$$\sin \gamma(\omega_m) = \frac{\omega_3 - \omega_2}{\omega_3 + \omega_2} \quad (2.4-24)$$

若令  $H = \omega_3/\omega_2 = T_2/T_3$ , 表示开环幅频特性  $20\lg |G(j\omega)|$  上斜率为  $-20\text{dB/dec}$  的中频区宽度, 则式(2.4-24)可以写为

$$\gamma_{\max} = \gamma_m = \arcsin \frac{H-1}{H+1}$$

或

$$\frac{1}{\sin \gamma(\omega_m)} = \frac{H+1}{H-1} \quad (2.4-25)$$

图 2.4-15 中最大相角裕度角频率  $\omega_m$  与截止频率  $\omega_c$  的关系为

$$\frac{\omega_c}{\omega_m} = |G(j\omega_m)| \quad (2.4-26)$$

若取  $M_r = M_1 > 1$ , 如图 2.4-16 所示, 有

$$|G(j\omega_m)| = 0P = \frac{M_1}{\sqrt{M_1^2 - 1}} \quad (2.4-27)$$

则

$$\frac{\omega_c}{\omega_m} = \frac{M_r}{\sqrt{M_r^2 - 1}}, M_r > 1 \quad (2.4-28)$$

式(2.4-28)说明,  $\omega_m < \omega_c$ , 且通常有  $\omega_m \approx \omega_c$ 。所以,  $\gamma(\omega_m) \approx \gamma$ , 故式(2.4-25)可近似表示为

$$\frac{1}{\sin \gamma(\omega_m)} = \frac{H+1}{H-1} \quad (2.4-29)$$

其中,  $\gamma$  为期望特性系统的相位裕度。由于

$$M_r = 1/\sin \gamma \quad (2.4-30)$$

有

$$M_r = \frac{H+1}{H-1} \quad (2.4-31)$$

即

$$H = \frac{M_r + 1}{M_r - 1} \quad (2.4-32)$$

表明中频区宽度  $H$  与谐振峰值  $M_r$  一样, 均是描述系统阻尼程度的频域指标。

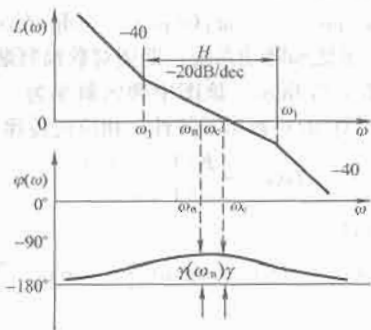


图 2.4-15 期望特性

在图 2.4-15 中, 交接频率  $\omega_2$ 、 $\omega_3$  与截止频率  $\omega_c$  的关系, 可由式(2.4-28)和式(2.4-31)确定。将式(2.4-23)代入

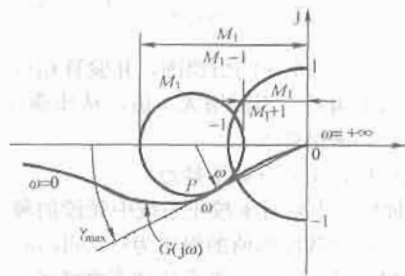


图 2.4-16 从等  $M_r$  图确定  $|G(j\omega_m)|$

式(2.4-28), 得

$$\omega_c = \sqrt{\omega_2 \omega_3} \frac{M_r}{\sqrt{M_r^2 - 1}}$$

再将式(2.4-31)及  $H = \omega_3/\omega_2$  代入上式, 有

$$\omega_2 = \omega_c \frac{2}{H+1} \quad (2.4-33)$$

由式(2.4-31)及  $\omega_3 = H\omega_2$  知

$$\frac{H+1}{H} = \frac{2\omega_c}{\omega_3}$$

因此有

$$\omega_3 = \omega_c \frac{2H}{H+1} \quad (2.4-34)$$

为了保证系统具有以  $H$  表征的阻尼程度, 通常选取

$$\omega_2 \leq \omega_c \frac{2}{H+1} \quad (2.4-35)$$

$$\omega_3 \geq \omega_c \frac{2H}{H+1} \quad (2.4-36)$$

由式(2.4-31)知

$$\frac{M_r - 1}{M_r} = \frac{2}{H+1}$$

$$\frac{M_r + 1}{M_r} = \frac{2H}{H+1}$$

参数  $\omega_2$ 、 $\omega_3$  和  $\omega_c$  的选择, 需采用  $M_r$  最小法, 即把闭环系统的振荡性能指标  $M_r$  放在开环系统截止频率  $\omega_c$  处, 使期望对数幅频特性对应的闭环系统具有最小的  $M_r$  值, 则各待选参数之间有如下关系

$$\omega_2 \leq \omega_c \frac{M_r - 1}{M_r} \quad (2.4-37)$$

$$\omega_3 \geq \omega_c \frac{M_r + 1}{M_r} \quad (2.4-38)$$

典型形式的期望对数幅频特性的求法如下:

(1) 根据对系统型别(0 型、1 型和 2 型)及稳态误差要求, 通过性能指标中  $\nu$  及开环增益  $K$ , 绘制期望特性的低频段。

(2) 根据对系统响应速度及阻尼程度要求, 通过截止频率  $\omega_c$ 、相角裕度  $\gamma$ 、中频区宽度  $H$ 、中频区特性上下限交接频率  $\omega_2$  与  $\omega_3$  绘制期望特性的中频段, 并取中频区特性的斜率为  $-20\text{dB/dec}$ , 以确保系统具有足够的相角裕度。

(3) 绘制期望特性低、中频段之间的衔接频段, 其斜率一般与前、后频段相差  $-20\text{dB/dec}$ , 否则对期望特性的性能有较大影响。

(4) 根据对系统幅值裕度  $h(\text{dB})$  及抑制高频噪声的要求, 绘制期望特性的高频段。通常, 为使校正装置比较简单, 便于实现, 一般使期望特性的高频段斜率与待校正系统的高频段斜率一致, 或完全重合。

(5) 绘制期望特性的中、高频段之间的衔接频段, 其斜率一般取  $-40\text{dB/dec}$ 。



### 3 根轨迹法校正

基于根轨迹法的串联校正的本质是通过引入校正装置对闭环系统的极点进行重新配置,从而改善系统的静态性能和动态性能。

#### 3.1 串联超前校正

利用根轨迹法对系统进行超前校正的基本前提是:假设校正后的控制系统有一对闭环主导极点,这样系统的动态性能就可以近似地用这对主导极点所描述的二阶系统来表征。因此在设计校正装置之前,必须先把系统时域性能的指标转化为一对希望的闭环主导极点。通过校正装置的引入,使校正后的系统工作在这对希望的闭环主导极点处,而闭环系统的其他极点或靠近某一个闭环零点,或远离S平面的虚轴,使它们对校正后系统动态性能的影响最小。

是否采用超前校正可以按如下方法进行判断:若希望的闭环主导极点位于校正前系统根轨迹的左方时,宜用超前校正,即利用超前校正网络产生的相位超前角,使校正前系统的根轨迹向左倾斜,并通过希望的闭环主导极点。

##### 3.1.1 根轨迹超前校正原理

设一个单位反馈系统如图2.4-17(a)所示,  $G_0(s)$  为原开环系统的传递函数,  $G_c(s)$  为待设计的超前校正装置,  $K_c$  为附加放大器的增益。绘制  $G_0(s)$  的根轨迹于图2.4-17(b)上,设点  $s_d$  为系统希望的闭环极点,若  $s_d$  为校正后系统根轨迹上的一点,必须满足

$$\angle G_c(s_d)G_0(s_d) = \angle G_c(s_d) + \angle G_0(s_d) = -\pi$$

于是得到超前校正装置提供的超前角为

$$\angle G_c(s_d) = \phi = -\pi - \angle G_0(s_d) \quad (2.4-39)$$

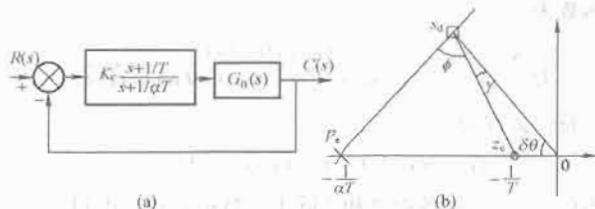


图 2.4-17 基于根轨迹法的串联超前校正结构图

(a) 校正结构; (b) 零极点确定

在  $s_d$  已知的情况下,这样的  $G_c(s)$  是存在的,但其零点和极点的组合并不唯一,若确定了  $z_c$  和  $p_c$  的位置,便可确定校正装置的参数。有三种用于确定超前校正网络零点和极点的方法。

##### 3.1.2 三种确定超前校正装置参数的方法

(1) 零极点抵消法。此法是把  $G_c(s)$  的零点设置在正对希望闭环极点  $s_d$  下方的负实轴上,或位于紧靠坐标原点的两个实极点的左方,从而可使校正后系统的期望闭环极点成为主导极点。

(2) 比值  $\alpha$  最大化法。此法是能使超前校正网络零点和极点的比值  $\alpha$  为最大的设计方法。按照该法去设计  $G_c(s)$  的零点和极点,能使附加放大器的增益尽可能地小。

图2.4-17(b)所示的点  $O$  和点  $s_d$ ,以  $s_d$  为顶点,线段  $Os_d$  为边,向左作  $\gamma$  角,  $\gamma$  角的另一边与负实轴的交点  $z_c = -1/T$ ,点  $z_c$  就是所求  $G_c(s)$  的一个零点。再以线段  $z_cs_d$  为边,向左作角  $\angle p_cs_d z_c = \phi$ ,该角的另一边与负实轴的交点  $p_c = -1/(aT)$ ,点  $p_c$  就是所求  $G_c(s)$  的一个极点。根据正弦定理,由图2.4-17(b)求得

$$z_c = \frac{\omega_n \sin \gamma}{\sin(\pi - \theta - \gamma)} \quad (2.4-40)$$

$$p_c = \frac{\omega_n \sin(\gamma + \phi)}{\sin(\pi - \theta - \gamma - \phi)} \quad (2.4-41)$$

则

$$\alpha = \frac{z_c}{p_c} = \frac{\sin \gamma \sin(\pi - \theta - \gamma - \phi)}{\sin(\pi - \theta - \gamma) \sin(\gamma + \phi)} \quad (2.4-42)$$

将夹角  $\gamma$  作为自变量,式(2.4-42)对  $\gamma$  求导,并令其等于零,即

$$\frac{d\alpha}{d\gamma} = 0$$

由上式解得对应于最大  $\alpha$  值时的  $\gamma$  角为

$$\gamma = (\pi - \theta - \phi)/2 \quad (2.4-43)$$

不难看出,当希望的闭环极点  $s_d$  被确定后,式(2.4-43)中的  $\theta$  和  $\phi$  均为已知值,因而由上式可求得  $\gamma$  角,然后由式(2.4-40)和式(2.4-41)求得相应的零极点。

(3) 幅值确定法。设系统的开环传递函数为

$$G_0(s) = \frac{k(s+z_1)(s+z_2) \cdots (s+z_m)}{s^\nu(s+p_1)(s+p_2) \cdots (s+p_{n-\nu})} \quad (2.4-44)$$

且令超前校正装置的传递函数为

$$G_c(s) = \frac{1+\beta Ts}{1+Ts} = \beta \frac{s+z_c}{s+p_c} \quad (2.4-45)$$

为求校正后系统的稳态误差系数  $K(K_p, K_v, K_a)$ ,可首先确定  $K$

$$K = \lim_{s \rightarrow 0} s^\nu G_c(s)G_0(s) = \frac{k \prod_{i=1}^m z_i}{\prod_{j=1}^{n-\nu} p_j} \quad (\nu = 0, 1, 2) \quad (2.4-46)$$

在开环增益  $K$  确定后,根据根轨迹原理,若  $s_d$  为校正后的闭环极点,则须满足幅值条件

$$\frac{\beta k |s_d + z_c|}{u |s_d + p_c|} = 1 \quad (2.4-47)$$

式(2.4-47)中

$$u = \frac{|s_d| \times |s_d + p_1| \times |s_d + p_2| \times \cdots \times |s_d + p_{n-\nu}|}{|s_d + z_1| \times |s_d + z_2| \times \cdots \times |s_d + z_m|}。$$

同样根据平面三角形原理,对于  $\triangle z_c O s_d$  有

$$\frac{\sin \gamma}{\sin \theta} = \frac{|z_c|}{|s_d + z_c|} \quad (2.4-48)$$

而对于  $\triangle p_c O s_d$  有

$$\frac{\sin(\phi + \gamma)}{\sin \theta} = \frac{|p_c|}{|s_d + p_c|} \quad (2.4-49)$$

由式(2.4-48)和式(2.4-49)消去  $\sin \theta$ ,并由式(2.4-47)可得

$$\frac{\sin(\phi + \gamma)}{\sin \gamma} = \beta \frac{|s_d + z_c|}{|s_d + p_c|} = \frac{u}{k} \quad (2.4-50)$$

根据三角函数性质,上式可写成如下形式

$$\frac{\sin \phi \cos \gamma + \cos \phi \sin \gamma}{\sin \gamma} = \frac{u}{k} \quad (2.4-51)$$

进而有

$$\cot \gamma = \frac{u/k - \cos \phi}{\sin \phi} \quad (2.4-52)$$

由于  $k$  可由稳态误差系数确定,  $u$  由未校正传递函数求出,因此根据式(2.4-52)可求出  $\gamma$  角。最后可用式(2.4-40)和式(2.4-41)确定校正装置的零极点和具体参数。

通过上述分析可知,对于超前校正装置的参数确定,可用三种方法进行设计,其中第一种方法是工程经验方法,第二种方法则是从抑制高频噪声角度出发进行设计,第三种方法则先在满足静态性能指标的条件下设计满足动态性能指标的控制装置。但必须指出,上述三法均用于对静态性能要求不高而系统的动态性能需要改善的控制系统,校正后的系统应满足根轨迹的相角条件和幅值条件。若系统的静态性能指标较高,可能无法设计合适的超前校正装置,此时应采用串联滞后—超前校正装置。

### 3.1.3 根轨迹超前校正的步骤

综上,采用根轨迹法进行超前校正的一般步骤可归纳为:

(1) 根据对系统静态性能指标和动态性能指标的要求,分别确定希望的开环增益  $K$  和闭环主导极点  $s_d$  的位置。

(2) 画出校正前系统的根轨迹,判断希望的主导极点是否位于原系统的根轨迹左侧,以确定是否应加超前校正装置。

(3) 根据式(2.4-39)解出超前校正网络在  $s_d$  点处应提供的相位超前角  $\varphi$ 。

(4) 选择前面介绍的三种方法之一,求  $\gamma$ , 尔后用图解法或根据式(2.4-40)和式(2.4-41)求得  $G_c(s)$  的零点和极点,进而求出校正装置的参数。

(5) 画出校正后系统的根轨迹,校核闭环主导极点是否符合设计要求。

(6) 若采用第一种方法和第二种方法,则还须根据根轨迹的幅值条件,确定校正后系统工作在  $s_d$  处的增益和静态误差系数。如果所求的静态误差系数与要求的值相差不大,则可通过适当调整  $G_c(s)$  零点和极点的位置来解决;如果所求的静态误差系数比要求的值小得多,则需考虑用别的校正方法,如用滞后—超前校正。

### 3.2 串联滞后校正

通过设置校正装置的零极点,使之形成一对在  $S$  平面上靠近原点的偶极子,这样,在基本保持原系统主导极点不变的情况下,可提高系统的静态误差系数而又不致使系统的动态性能变坏。

考虑一单位反馈系统,若其开环传递函数  $G_0(s) = K/s(s+a)(s+b)$ , 则静态速度误差系数  $K_v = K/(ab)$ , 若系统主导极点为  $s_d$ , 则  $K = |s_d| \cdot |s_d + a| \cdot |s_d + b|$ 。串联滞后校正装置后,开环传递函数  $G'_0(s) = K'(s + 1/\tau)/s(s + a)(s + b)[s + 1/(\beta\tau)]$ , 若要求主导极点基本不变,则可使选取的  $-1/\tau$  和  $-1/(\beta\tau)$  均靠近原点,即  $\angle(s_d + 1/\tau) - \angle[s_d + 1/(\beta\tau)] \approx 0$ , 相角条件仍然满足。此时由幅值条件有

$$K' = \frac{|s_d| \cdot |s_d + a| \cdot |s_d + b| \cdot |s_d + 1/(\beta\tau)|}{|s_d + 1/\tau|} \quad (2.4-53)$$

考虑到选取的  $-1/\tau$  和  $-1/(\beta\tau)$  均靠近原点,因此  $\frac{|s_d + 1/(\beta\tau)|}{|s_d + 1/\tau|} \approx 1$ ,  $K' \approx |s_d| \cdot |s_d + a| \cdot |s_d + b| = K$

此时  $K'_v = \frac{K'/\tau}{ab(\beta\tau)} = \beta K_v$ , 可见校正后静态误差系数增大了约  $\beta$  倍,而主导极点可基本保持不变。

由上,可得出滞后校正的根轨迹法步骤如下:

(1) 画出未校正开环系统的根轨迹。

(2) 根据系统设计的时域指标,确定主导极点  $s_d$ , 进而计算未校正系统的增益  $K$  及静态误差系数  $K_v$ 。

(3) 将要求的静态误差系统与未校正系统的静态误差系数进行比较,得出滞后校正装置的  $\beta$  值。

(4) 确定校正装置的零点和极点。为使选取的零极点均靠近原点,可按下述方法进行设计:以主导极点  $s_d$  为顶点,引线为起始边,向左旋转  $5^\circ \sim 10^\circ$ , 此边与负实轴的交点即为校正装置的零点  $-1/\tau$ , 由步骤(3)中  $\beta$  值进而确定校正装置极点  $-1/(\beta\tau)$ 。

(5) 画出校正后系统的根轨迹。若新的主导极点  $s_{d1}$  或静态误差系数与设计要求的相差较大,则宜适当调整  $\beta$ , 直到满足要求。

需要说明的是,上述推导过程中按  $K_v$  进行说明,但对于  $K_p$  或  $K_s$  结论相似。

### 3.3 并联校正

前面利用超前、滞后或滞后—超前校正装置介绍了串联校正方法。这一节将讨论并联校正方法。因为在并联校正设计中,控制器(或校正器)是位于小回路中,所以设计工作可能比在串联校正情况下更为复杂。但是如果把它的特征方程改写成与串联校正系统的特征方程相同的形式,设计就不复杂了。这一节中,将介绍包含有并联校正的简单设计问题。

如图 2.4-18(a)所示,这是一个包含着串联校正的系统,它的闭环传递函数为

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_c(s)G_0(s)}{1 + G_c(s)G_0(s)H(s)}$$

特征方程为

$$1 + G_c(s)G_0(s)H(s) = 0$$

当给定  $G_0(s)$  和  $H(s)$  时,设计问题变成确定校正装置  $G_c(s)$ , 以满足给定的性能指标。

具有并联校正的系统,如图 2.4-18(b)所示,其闭环传递函数为

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G_{c1}(s)G_0(s)}{1 + G_0(s)G_{c2}(s) + G_{c1}(s)G_0(s)H(s)}$$

特征方程为

$$1 + G_0(s)G_{c2}(s) + G_{c1}(s)G_0(s)H(s) = 0$$

用不包含  $G_c(s)$  的各项之和去除上述特征方程,得到

$$1 + \frac{G_{c2}(s)G_0(s)}{1 + G_{c1}(s)G_0(s)H(s)} = 0 \quad (2.4-54)$$

如果定义

$$G_f(s) = \frac{G_0(s)}{1 + G_{c1}(s)G_0(s)H(s)}$$

则式(2.4-54)变为

$$1 + G_{c2}(s)G_f(s) = 0 \quad (2.4-55)$$

因为  $G_f(s)$  是一个固定的传递函数,所以  $G_{c2}(s)$  的设计变成与串联校正时相同的情况。因此,同一种设计方法可以应用到并联校正系统中。

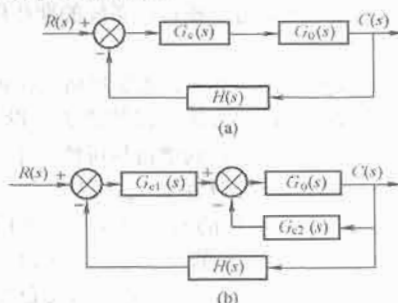


图 2.4-18 两种常见的串联校正系统结构图  
(a) 串联校正; (b) 复合(串联反馈)校正

## 4 PID 控制器

确定校正装置的具体形式时,应先了解校正装置所提供的控制规律,以便选择相应的元件。包含校正装置在内的控制器,常常采用比例(P)、积分(I)、微分(D)等基本控制规律,或者采用这些基本控制规律的某些组合,如比例—微分(PD)、比例—积分(PD)、比例—积分—微分(PID)等组合控制规律,以实现对被控对象的有效控制。

PID 校正装置(又称 PID 控制器或 PID 调节器)是一种有源比例—积分—微分校正装置,它是最早发展起来的控制策略之一,在工业过程控制中有着最广泛的应用,其实现方式有电气式、气动式和液力式。与无源校正装置相比,它具有结构简单、参数易于整定、应用面广等特点,设计的被控对象可以有精确模型,并可以是黑箱或灰箱系统。总体而言,它主要有如下优点:

- (1) 原理简单,应用方便,参数整定灵活。
- (2) 适用性强。可以广泛应用于电力、机械、化工、热工、冶金、轻工、建材、石油等行业。
- (3) 鲁棒性强。即其控制的质量对被控对象的变化不太敏感,这是它获广泛应用的最重要的一个原因。例如,由于受外界的扰动时,尤其是外界负载发生变化时,被控对象特性会发生很大变化,为得到良好的控制品质,必须经常改变控制器的参数,这在实际操作上是非常麻烦的;又如,由于环境的变化或设备的老化,被控对象模型的结构或参数均会发生一些不可知的变化,为保证控制质量,就应对控制器进行重新设计,这在有些过程中是不允许的。因此,如果控制器鲁棒性强,就无须经常改变控制器的参数或结构。

目前,基于 PID 控制而发展起来的各类控制策略不下几十种,如经典的 Ziegler-Nichols 算法和它的精调算法、预测 PID 算法、最优 PID 算法、控制 PID 算法、增益裕量/相位裕量 PID 设计、极点配置 PID 算法、鲁棒 PID 等。本节主要介绍 PID 控制器的基本工作原理及几个典型设计方法。

### 4.1 PID 控制器的概念

典型 PID 控制系统原理框图如图 2.4-19 所示。系统由 PID 控制器和被控对象组成。

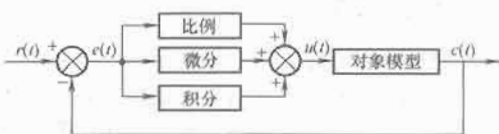


图 2.4-19 典型 PID 控制系统原理框图

PID 控制器是通过误差信号  $e(t)$  进行比例、积分和微分运算结果的加权,得到控制器的输出  $u(t)$ ,该值就是控制对象的控制值。PID 控制器的数学描述为

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.4-56)$$

式中:  $u(t)$  为控制输入;  $e(t) = r(t) - c(t)$  为误差信号;  $r(t)$  为输入量;  $c(t)$  为输出量。

下面对 PID 中常用的比例(P)、积分(I)、比例—积分(PD)、比例—微分(PD)和比例—积分—微分(PID)5种调节器做简要分析,从而对比例、微分和积分作用有一个初步的认识。

(1) 比例(P)控制规律。具有比例控制作用的控制器,称为 P 控制器,控制器的输出量  $u(t)$  与作用误差信号  $e(t)$  之

间的关系为

$$u(t) = K_p e(t)$$

或者表示成传递函数的形式

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p$$

式中:  $K_p$  称为比例增益。

比例控制实际上是一个增益可调的放大器。在信号变换的过程中, P 控制器只改变信号的增益而不影响其相位。

(2) 积分(I)控制规律。具有积分控制作用的控制器,称为 I 控制器,控制器的输出量  $u(t)$  与作用误差信号  $e(t)$  之间的关系为

$$\frac{du(t)}{dt} = K_i e(t)$$

即

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt$$

式中:  $K_i$  为可调常数。积分控制器的传递函数为

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s}$$

积分控制器主要用于消除静差,提高系统的无差度。

(3) 比例—微分(PD)控制规律。具有比例—微分控制作用的控制器,称为 PD 控制器,控制器的输出量  $u(t)$  与作用误差信号  $e(t)$  之间的关系为

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

其传递函数为

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s)$$

式中:  $T_d$  称为微分时间常数。

比例—微分(PD)控制器中的微分控制规律,能反映输入信号的变化趋势,产生有效的早期修正信号,以增加系统的阻尼程度,从而改善系统的稳定性。

(4) 比例—积分(PI)控制规律。具有比例—积分控制作用的控制器,称为 PI 控制器,控制器的输出量  $u(t)$  与作用误差信号  $e(t)$  之间的关系为

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

其传递函数为

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right)$$

式中:  $T_i$  称为积分时间常数。

在工程应用中,比例—积分(PI)控制器主要用来改善系统的稳态性能。

(5) 比例—积分—微分(PID)控制规律。具有比例—积分—微分控制作用的控制器称为 PID 控制器,控制器的输出量  $u(t)$  与作用误差信号  $e(t)$  之间的关系为

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

其传递函数为

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

式中:  $K_p$  为比例增益;  $T_i$  为积分时间常数;  $T_d$  为微分时间常数。

在比例—积分—微分(PID)控制器中, I 部分发生在系统频率特性的低频段,以提高系统的稳态性能; D 部分发生

在系统频率特性的中频段,以改善系统的动态性能。

## 4.2 PID 控制器参数的工程整定方法

根据给定对象的瞬态响应特性,Zieloger 和 Niclosls 提出了确定比例增益  $K_p$ 、积分时间常数  $T_i$  和微分时间常数  $T_d$  的一些法则。其中典型的工程实现方法被称做 Zieloger-Niclosls 整定公式。该公式是一种针对带有时延环节的一阶系统而提出的实用经验公式。此时,可将系统设定为如下形式

$$G(s) = \frac{K e^{-ts}}{1 + Ts} \quad (2.4-57)$$

在实际的控制系统中,大量的系统可用此模型近似,尤其对于一些无法用机理方法进行建模的系统,可用时域法和频域法对模型参数进行整定。

### 4.2.1 基于时域响应曲线的整定

基于时域响应的 PID 参数整定方法有两种。

第一种方法:设想对被控对象(开环系统)中既不包括积分器,又不包括主导共轭复数极点,则施加一个阶跃信号后,通过实验方法测出其单位阶跃响应曲线看起来像一条 S 形曲线,如图 2.4-20 所示(如果响应曲线不呈现为 S 形,则不能应用此方法)。这种阶跃响应曲线可以通过实验产生,也可以通过被控对象的动态仿真得到。

S 形曲线可以用延迟时间  $L$  和时间常数  $T$  描述。通过 S 形曲线的转折点画切线,确定切线与时间轴和直线  $c(t) = K$  的交点,就可以求得延迟时间和时间常数,如图 2.4-20 所示。

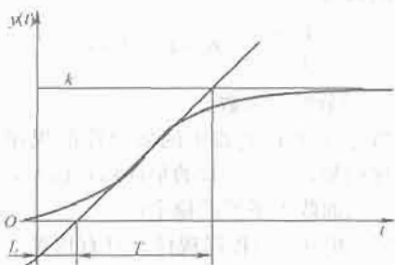


图 2.4-20 一阶时延系统阶跃响应

可由图中的形状近似确定参数  $k$ 、 $L$  和  $T$ (或  $a$ )，其中  $a = kL/T$ 。如果获得了参数后,则可根据表 2.4-1 确定  $K_p$ 、 $T_i$  和  $T_d$  的值。

表 2.4-1 基于阶跃响应方法的工程 PID 参数整定表

阶跃响应整定	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$1/a$	$\infty$	0
PI	$0.9/a$	$3L$	0
PID	$1.2/a$	$2L$	$L/2$

第二种方法:设系统为只有比例控制的闭环系统(见图 2.4-21),令  $T_i = \infty$  和  $T_d = 0$ 。则当  $K_p$  从 0 增加到临界值  $K_{cr}$  时,闭环系统若能产生等幅振荡(如果不论怎样选取  $K_p$  的值,系统的输出都不会呈现持续振荡,则不能应用这种方法),如图 2.4-22 所示,测出其振幅和振荡周期,则可根据表 2.4-2 确定  $K_p$ 、 $T_i$  和  $T_d$  的值。

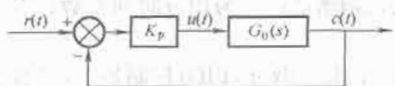


图 2.4-21 带比例控制器的闭环系统

表 2.4-2 基于等幅振荡方法的工程 PID 参数整定表

控制器类型	$K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5K'_p$	$\infty$	0
PI	$0.45K'_p$	$0.833P'$	0
PID	$0.6K'_p$	$0.5P'$	0.125

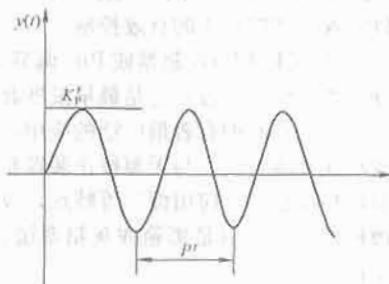


图 2.4-22 系统的等幅振荡

当然上述两种方法亦适用于系统模型已知的系统。但是此二法在应用中也有约束,因为许多系统并不与上述系统匹配,例如第一种方法无法应用于开环传递中含有积分项的系统,第二种方法就无法直接应用于二阶系统。如  $G_0(s) = 200/[s(s+4)]$  就无法利用 Zieloger-Niclosls 法进行整定。

### 4.2.2 基于频域法的整定

如果实验数据是由频率响应得到的,则可先画出其对应的奈奎斯特图,如图 2.4-23 所示,从图中可以容易得到系统的剪切频率  $\omega_c$  与系统的极限增益  $K_c$ 。若令  $T_c = 2\pi/\omega_c$ ,同样我们从表 2.4-2 给出的经验公式可以得到 PID 控制器对应的参数。事实上,此法即为时域法的第二种方法。



图 2.4-23 奈奎斯特图

## 4.3 采样系统的校正

与连续控制系统类似,采样系统的校正装置按其在系统中的位置可以分为串联校正装置、反馈校正装置和复合校正装置,按其作用可以分为相位超前校正与相位滞后校正。采样系统中的校正装置不仅可以用模拟电路来实现,而且也可以用数字装置来实现,而数字校正则是目前的主要方式。

(1) 采用连续系统的相似校正方法。设单位反馈采样控制系统如图 2.4-24 所示,图中  $G_h(s) = (1 - e^{-Ts})/s$  为零阶保持器的传递函数,  $G_c(s)$  和  $G_0(s)$  分别为校正装置和被控对象的传递函数。系统的开环传递函数为

$$G(z) = Z[G_h(s)G_c(s)G_0(s)] = G_hG_cG_0(z) \quad (2.4-58)$$

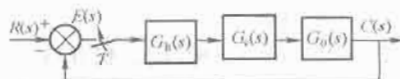


图 2.4-24 闭环离散系统结构框图

由式(2.4-57)可见,校正装置的脉冲传递函数  $G_c(z)$  无法直接从  $G_hG_cG_0(z)$  中分解出来。如果直接进行校正,则每选择一次  $G_c(s)$ ,就要绘制一次  $G_hG_cG_0(z)$  所对应的特征,并校



验是否能满足给定的性能指标。若不能满足,就需要重新选择  $G_c(s)$ 。往往要经过多次试探,才能得到比较满意的结果。

实际上,可采用一些近似的简化方法来进行系统的校正。

1) 当采样频率比较高,大于闭环系统和保持器的带宽频率时,可以考虑近似地把采样器和零阶保持器忽略掉。这样,就可以把采样系统当作连续系统来进行校正。然后再对经过校正的采样系统的性能指标进行检验。

2) 另外一种简化方法是,把采样器和零阶保持器近似地视为一个等效的滞后环节  $e^{-T/2}$  或一惯性环节  $1/(1+Ts/2)$ 。这时,可以采用上面介绍的连续系统的校正方法,如根轨迹法或频率法进行分析和校正。

(2) 串联数字校正装置的校正方法。该方法是将控制系统按离散化(数字化)进行分析,求出系统的脉冲传递函数,然后按离散系统理论设计数字控制器。设采样控制系统的方框图如图 2.4-25 所示,图中  $D(z)$  为待设计的数字校正装置传递函数。对于此系统可以采用双线性变换,用  $r$  域的伯德图进行校正,其步骤如下:

- 1) 求出校正前系统的开环脉冲传递函数  $G_h G_0(z)$ 。
- 2) 进行  $r$  变换,把  $G_h G_0(z)$  变换为  $G_h G_0(r)$ 。
- 3) 令  $r=j\omega$  代入  $G_h G_0(r)$ ,并画为  $G_h G_0(j\omega)$  的虚拟伯德图。
- 4) 根据伯德图确定未校正系统性能指标,如相角裕度和幅值裕度等。
- 5) 根据给定的性能指标,确定校正装置在  $r$  域的传递函数  $D(r)$ 。
- 6) 校验已经校正后的系统的性能指标是否满足要求。
- 7) 若满足了给定指标要求,则进行  $r$  反变换,将  $D(r)$  转换成  $D(z)$ 。否则返回到步骤 5,重新选择  $D(r)$ 。

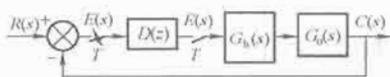


图 2.4-25 具有数字控制器的闭环离散系统框图

#### 4.3.1 无稳态误差最少拍系统的设计

在典型输入信号的作用下,经过最少采样周期,系统的采样误差信号减少到零,实现完全跟踪,则此系统称为最少拍系统。

对于如图 2.4-25 所示的采样系统,设  $G(z) = G_h G_0(z)$ ,  $\Phi(z)$ 、 $\Phi_e(z)$  分别表示闭环系统输出和误差传递函数,则

$$D(z) = \frac{\Phi(z)}{G(z)[1-\Phi(z)]} = \frac{1-\Phi_e(z)}{G(z)\Phi_e(z)} \quad (2.4-59)$$

假设采样闭环系统是稳定的且不含滞后环节,则在单位阶跃、单位斜坡和单位加速度输入信号作用下,根据  $z$  变换的终值定理可以求出相应的稳态误差值

$$\begin{aligned} e_{ss} &= \lim_{z \rightarrow 1} (1-z^{-1})R(z)\Phi_e(z) \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} (1-z^{-1}) \frac{A(z)}{(1-z^{-1})^q} \Phi_e(z) \end{aligned} \quad (2.4-60)$$

为了保证系统无稳态误差,显然  $\Phi_e(z)$  中应包含  $(1-z^{-1})^q$  项。假设

$$\Phi_e(z) = (1-z^{-1})^q \Psi(z) \quad (2.4-61)$$

式中  $\Psi(z)$  为不含  $(1-z^{-1})$  的  $z^{-1}$  多项式。显然当  $\Psi(z)=1$  时,  $\Phi_e(z)$  中  $z^{-1}$  的项目最少,控制系统的暂态过程最短,此时采样系统称为最少拍系统。相应地,

$$\Phi(z) = 1 - \Phi_e(z) = 1 - (1-z^{-1})^q \quad (2.4-62)$$

输出

$$C(z) = R(z)\Phi(z) \quad (2.4-63)$$

由此可得

(1) 当输入信号  $r(t)=1$ ,  $R(z)=1/(1-z^{-1})$ ,  $v=1$  时,有

$$\Phi_e(z) = 1 - z^{-1}, \Phi(z) = z^{-1}$$

$$C(z) = R(z)\Phi(z) = \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} = z^{-1} + z^{-2} + \dots$$

(2) 当输入信号  $r(t)=t$ ,  $R(z)=Tz^{-1}/(1-z^{-1})^2$ ,  $v=2$  时,有

$$\Phi_e(z) = (1-z^{-1})^2, \Phi(z) = 2z^{-1} - z^{-2}$$

$$\begin{aligned} C(z) &= R(z)\Phi(z) = \frac{T(2z^{-1} - z^{-2})z^{-1}}{(1-z^{-1})^2} \\ &= 2Tz^{-2} + 3Tz^{-3} + \dots \end{aligned}$$

(3) 当输入信号  $r(t)=t^2/2$ ,  $R(z)=T^2z^{-1}(1+z^{-1})/2(1-z^{-1})^3$ ,  $v=3$  时,有

$$\Phi_e(z) = (1-z^{-1})^3, \Phi(z) = 3z^{-1} - 3z^{-2} + z^{-3}$$

$$\begin{aligned} C(z) &= R(z)\Phi(z) = \frac{T^2(z^{-1} + z^{-2})}{2(1-z^{-1})^3} (3z^{-1} - 3z^{-2} + z^{-3}) \\ &= 1.5T^2z^{-3} + 4.5T^2z^{-4} + \dots \end{aligned}$$

通过分析输入与输出信号在各采样上的值,可得到最少拍控制器的设计表如表 2.4-3 所示。

表 2.4-3 最少拍系统的设计结果

典型输入 $r(t)$	闭环脉冲传递函数		数字控制器 $D(z)$	调节时间
	$\Phi_e(z)$	$\Phi(z)$		
$1(t)$	$1-z^{-1}$	$z^{-1}$	$\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})G(z)}$	$1T$
$t$	$(1-z^{-1})^2$	$2z^{-1}-z^{-2}$	$\frac{z^{-1}(2-z^{-1})}{(1-z^{-1})^2G(z)}$	$2T$
$\frac{1}{2}t^2$	$(1-z^{-1})^3$	$3z^{-1}-3z^{-2}+z^{-3}$	$\frac{z^{-1}(3-3z^{-1}+z^{-2})}{(1-z^{-1})^3G(z)}$	$3T$

#### 4.3.2 无纹波无稳态误差最少拍系统的设计

由于最少拍系统在非采样时刻存在纹波,为工程应用所不容许,因此需要设计无纹波最少拍系统。无纹波最少拍系统的设计要求是:在某一种典型输入作用下设计的系统,其输出响应经过尽可能少的采样周期后,不仅在采样时刻上输出可以完全跟踪输入,而且在非采样时刻不存在纹波。

##### 4.3.2.1 无纹波最少拍系统的必要条件

对于图 2.4-25 所示的采样系统,为了在稳态过程中获得无纹波的平滑输出  $c^*(t)$ ,被控对象  $G_0(s)$  必须有能力给出与输入  $r(t)$  相同的平滑输出  $c(t)$ 。

若针对单位斜坡输入  $r(t)=t$  设计最少拍系统,则  $G_0(s)$  的稳态输出也必须是斜坡函数,因此  $G_0(s)$  必须至少有一个积分环节,使被控对象在零阶保持器常值输出信号作用下,稳态输出为等速变化量;同理,若针对单位加速度输入  $r(t)=t^2/2$  设计最少拍系统,则  $G_0(s)$  至少应包含两个积分环节。

一般地说,若输入信号为

$$r(t) = R_0 + R_1 t + \frac{1}{2} R_2 t^2 + \dots + \frac{1}{(q-1)!} R_{q-1} t^{q-1}$$

则无纹波最少拍系统的必要条件是:被控对象传递函数  $G_0(s)$  中,至少包含  $(q-1)$  个积分环节。

上述条件是不充分的,即当  $G_0(s)$  满足上述条件时,最少拍系统不一定无纹波。

##### 4.3.2.2 无纹波最少拍系统的附加条件

根据  $z$  变换定义,有



$$E'(z) = \sum_{n=0}^{\infty} e'(nT)z^{-n} \\ = e'(0) + e'(T)z^{-1} + \cdots + e'(lT)z^{-l} + \cdots$$

如果经过  $l$  个采样周期后, 脉冲序列  $e'(nT)$  进入稳态, 有

$$e'(lT) = e'[(l+1)T] = \cdots = \text{常值(可以是零)}$$

则根据最少拍系统产生纹波的原因可知, 此时最少拍系统无纹波。因此, 无纹波最少拍系统要求  $E'(z)$  为  $z^{-1}$  的有限多项式。

由图 2.4-25 可知

$$E'(z) = D(z)E(z) = D(z)\Phi_e(z)R(z) \quad (2.4-64)$$

表 2.4-3 表明, 进行最少拍系统设计时,  $\Phi_e(z)$  的零点可以完全抵消  $R(z)$  的极点。因此式(2.4-64)表明, 只要  $D(z)\Phi_e(z)$  为  $z^{-1}$  的有限多项式,  $E'(z)$  就是  $z^{-1}$  的有限多项式。此时在确定的典型输入作用下, 经过有限拍后,  $e'(nT)$  就可以达到相应的稳态值, 从而保证系统无纹波输出。

由式(2.4-59)和式(2.4-62)可得

$$D(z) = \frac{\Phi(z)}{G(z)\Phi_e(z)}$$

因此

$$D(z)\Phi_e(z) = \frac{\Phi(z)}{G(z)}$$

设广义对象脉冲传递函数为

$$G(z) = \frac{P(z)}{Q(z)}$$

其中,  $P(z)$  为  $G(z)$  的零点多项式;  $Q(z)$  为  $G(z)$  的极点多项式。则有

$$D(z)\Phi_e(z) = \frac{\Phi(z)Q(z)}{P(z)} \quad (2.4-65)$$

式中,  $G(z)$  的极点多项式  $Q(z)$  总是有限的多项式, 不会妨碍  $D(z)\Phi_e(z)$  成为  $z^{-1}$  的有限多项式, 然而  $G(z)$  的零点多项式  $P(z)$  则不然。所以,  $D(z)\Phi_e(z)$  成为  $z^{-1}$  有限多项式的条件是:  $\Phi(z)$  的零点应抵消  $G(z)$  的全部零点, 即应有

$$\Phi(z) = P(z)M(z) \quad (2.4-66)$$

式中,  $M(z)$  为待定  $z^{-1}$  多项式, 可根据其他条件确定。式(2.4-66)就是无纹波最少拍系统的附加条件。由此得到以下结论。

(1) 当要求最少拍系统无纹波时, 闭环脉冲传递函数  $\Phi(z)$  除应满足最少拍要求的形式外, 其附加条件是  $\Phi(z)$  还必须包含  $G(z)$  的全部零点, 而不论这些零点在  $z$  平面的何处。

(2) 由于最少拍系统设计前提是  $G(z)$  在单位圆上及单位圆外无零点, 或可被  $\Phi(z)$  及  $\Phi_e(z)$  所补偿, 所以附加条件

为式(2.4-66)要求的  $\Phi(z)$  包含  $G(z)$  在单位圆内的零点数, 就是无纹波最少拍系统比有纹波最少拍系统所增加的拍数。

#### 4.3.2.3 无纹波最少拍系统的设计

无纹波最少拍系统的设计方法, 除应增加附加条件外, 其余同最少拍系统设计方法相同, 也是针对具体典型输入形式设计的。

当输入为单位阶跃函数时, 设

$$D(z)\Phi_e(z) = \frac{E'(z)}{R(z)} = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}$$

则

$$E'(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 - z^{-1}} \\ = a_0 + (a_0 + a_1)z^{-1} + (a_0 + a_1 + a_2)(z^{-2} + z^{-3} + \cdots)$$

显然

$$e'(0) = 0$$

$$e'(T) = a_0 + a_1$$

$$e'(2T) = e'(3T) = \cdots = (a_0 + a_1 + a_2)$$

这表明从第二拍开始,  $e'(nT)$  就稳定为一个常数。当被控对象  $G_0(s)$  含有积分环节时, 常数  $(a_0 + a_1 + a_2) = 0$ 。

当输入为单位斜坡函数时, 设

$$D(z)\Phi_e(z) = \frac{E'(z)}{R(z)} = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}$$

则

$$E'(z) = \frac{Tz^{-1}(a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2})}{(1 - z^{-1})^2} \\ = Ta_0 z^{-1} + T(2a_0 + a_1)z^{-2} + T(3a_0 + 2a_1 + a_2)z^{-3} + T(4a_0 + 3a_1 + 2a_2)z^{-4} + \cdots$$

显然, 当  $n \geq 3$  时, 由  $z$  变换实数位移定理, 有

$$e'(nT) = e'[(n-1)T] + T(a_0 + a_1 + a_2)$$

在无纹波最少拍系统必要条件成立时,  $(a_0 + a_1 + a_2) = 0$ , 此时有  $e'(nT) = e'[(n-1)T]$  ( $n \geq 3$ ), 故序列  $e'(nT)$  为

$$e'(0) = 0, e'(T) = Ta_0, e'(2T) = T(2a_0 + a_1)$$

$$e'(3T) = e'(4T) = \cdots = T(2a_0 + a_1)$$

即从第三拍起,  $e'(nT)$  保持为常数。若  $G_0(s)$  不含有积分环节, 则从  $n=3$  起,  $e'(nT)$  斜坡增加。对于单位加速度输入, 也可以做同样分析。

## 第5章 基于状态空间模型的自动控制系统分析与设计

状态空间模型是现代控制理论用于描述线性系统的基本模型,状态空间方法是对系统更为完整的描述。本章介绍基于状态空间模型的自动控制系统分析,包括状态方程的求解,能控性和能观性判别,线性系统的结构分解,基于状态空间模型的控制系统设计方法——极点配置和观测器设计,解耦控制等问题。

### 1 线性系统的运动分析

为了用解析的方法分析系统的动态过程和输出响应,需要解出描述系统的状态方程,为了解出线性系统的状态方程,必须具备两个条件。

- (1) 已知系统状态的初值  $x(t_0)$ 。
- (2) 已知系统的输入向量  $u(t)$ 。

#### 1.1 线性定常连续系统状态方程的解

##### 1.1.1 齐次状态方程的解

齐次状态方程是指系统输入为零时的状态方程,它描述了系统的自由运动。因此齐次状态方程为

$$\dot{x}(t) = A x(t) \quad (2.5-1)$$

式中:  $x(t)$  为  $n$  维状态向量 [ $x(t) \in R^n$ ];  $A$  为  $n \times n$  维系统矩阵 ( $A \in R^{n \times n}$ )。

设方程(2.5-1)的解  $x(t)$  为  $t$  的向量幂级数

$$x(t) = b_0 + b_1 t + \cdots + b_k t^k + \cdots$$

则  $\dot{x}(t) = b_1 + 2b_2 t + \cdots + k b_k t^{k-1} + \cdots$

代入原方程有

$$b_1 + 2b_2 t + \cdots + k b_k t^{k-1} + \cdots = A(b_0 + b_1 t + \cdots + b_k t^k + \cdots)$$

得

$$\begin{aligned} b_1 &= A b_0 \\ b_2 &= \frac{1}{2} A b_1 = \frac{1}{2!} A^2 b_0 \\ &\vdots \\ b_k &= \frac{1}{k!} A^k b_0 \\ &\vdots \end{aligned}$$

即  $x(t) = (I + A t + \frac{1}{2!} A^2 t^2 + \cdots + \frac{1}{k!} A^k t^k + \cdots) b_0$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} A^k t^k b_0 \quad (2.5-2)$$

考虑初始条件  $t_0 = 0$ , 有

$$x(t_0) = x(0) = b_0$$

则

$$x(t) = \left( I + A t + \frac{1}{2} A^2 t^2 + \cdots + \frac{1}{k!} A^k t^k + \cdots \right) \cdot x(0)$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} A^k t^k x(0)$$

$$e^{At} = I + A t + \frac{1}{2} A^2 t^2 + \cdots + \frac{1}{k!} A^k t^k + \cdots$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} A^k t^k \quad (2.5-3)$$

$e^{At}$  为矩阵指数函数, 所以

$$x(t) = e^{At} x(0) \quad (2.5-4)$$

矩阵指数  $e^{At}$  把系统的状态从  $x(0)$  转移到  $x(t)$ , 所以更一般地把它称为状态转移矩阵, 记为  $\Phi(t)$ 。如果初始时刻  $t_0 \neq 0$ , 初始状态为  $x(t_0)$ , 则齐次状态方程的解为

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) \quad (2.5-5)$$

矩阵指数  $e^{A(t-t_0)}$  把系统的状态从  $x(t_0)$  转移到  $x(t)$ , 称为状态转移矩阵  $\Phi(t-t_0)$ , 它是时间间隔  $(t-t_0)$  的函数。由式(2.5-4)或式(2.5-5), 线性定常系统的自由运动完全由系统矩阵  $A$  决定。

##### 1.1.2 状态转移矩阵的性质

线性定常连续系统的状态转移矩阵有一系列重要的性质, 它们对于求解状态方程, 分析系统的运动特性都具有重要意义。

矩阵指数可表示为

$$e^{At} = L^{-1} [(sI - A)^{-1}] \quad (2.5-6)$$

该性质给出了状态方程的频域解法。

$$\Phi(0) = I \quad (2.5-7)$$

$$\dot{\Phi}(t) = A \Phi(t) = \Phi(t) A \quad (2.5-8)$$

$$\Phi(t_1 \pm t_2) = \Phi(t_1) \Phi(\pm t_2) = \Phi(\pm t_2) \Phi(t_1) \quad (2.5-9)$$

该性质表明系统状态的转移可以分解。

$$\Phi^{-1}(t) = \Phi(-t) \quad (2.5-10)$$

该性质表明系统状态的转移是可逆的。

$$\Phi(t_2 - t_0) = \Phi(t_2 - t_1) \Phi(t_1 - t_0) \quad (2.5-11)$$

该性质表明系统的状态转移可以分段进行。

矩阵  $A$ 、 $B$  满足  $AB = BA$ , 有

$$e^{(A+B)t} = e^{At} e^{Bt} = e^{Bt} e^{At} \quad (2.5-12)$$

否则上式不成立。

通过非奇异变换  $x = P \bar{x}$ , 在变换后的状态空间中状态转移矩阵  $\bar{\Phi}(t)$  与原状态空间中状态转移矩阵  $\Phi(t)$  有如下关系

$$\bar{\Phi}(t) = P^{-1} \Phi(t) P \quad (2.5-13)$$

对于系统矩阵为对角矩阵的情况, 即  $A =$

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \lambda_2 & \\ & & \ddots \\ & & & \lambda_n \end{bmatrix}, \text{ 对应的状态转移矩阵为}$$

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} & & \\ & e^{\lambda_2 t} & \\ & & \ddots \\ & & & e^{\lambda_n t} \end{bmatrix} \quad (2.5-14)$$

对于系统矩阵为约当阵的情况, 即

$$A = \begin{bmatrix} \lambda & 1 & & \\ & \lambda & 1 & \\ & & \ddots & \ddots \\ & & & \lambda & 1 \\ & & & & \lambda \end{bmatrix}, \text{ 对应的状态转移矩阵为}$$

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} e^{\lambda t} & t e^{\lambda t} & \frac{1}{2} t^2 e^{\lambda t} & \cdots & \frac{t^{n-1}}{(n-1)!} e^{\lambda t} \\ & e^{\lambda t} & t e^{\lambda t} & \cdots & \frac{t^{n-2}}{(n-2)!} e^{\lambda t} \\ & & \ddots & \ddots & \vdots \\ & & & e^{\lambda t} & t e^{\lambda t} \\ & & & & e^{\lambda t} \end{bmatrix} \quad (2.5-15)$$

### 1.1.3 矩阵指数 $e^{At}$ 的计算方法

线性定常连续系统的状态转移矩阵即矩阵指数  $e^{At}$  的计算在线性定常连续系统的分析中经常遇到,归纳起来,它的计算方法主要有如下4种。

(1) 按  $e^{At}$  的定义求。由式(2.5-3)的定义,可以根据实际精度的要求确定计算项数得到数值近似解。

(2) 按拉氏变换法求。根据上述性质(1)有

$$e^{At} = L^{-1}[(sI - A)^{-1}]$$

先求出  $sI - A$  的逆,然后取拉普拉斯反变换,即得矩阵指数  $e^{At}$ 。对于阶次不高的系统矩阵  $A$ ,通常可用此法得到矩阵指数  $e^{At}$  的解析形式。

(3) 化  $e^{At}$  为  $A$  的有限项求。其中用到有关矩阵分析的Caley-Hamilton定理及其推论。

Caley-Hamilton定理: 矩阵  $A$  满足其自身的特征方程,即对于  $n \times n$  维矩阵  $A$  及其特征方程

$$|\lambda I - A| = \lambda^n + a_1 \lambda^{n-1} + \cdots + a_{n-1} \lambda + a_n = 0 \quad (2.5-16)$$

有

$$\begin{bmatrix} \alpha_n(t) \\ \alpha_{n-1}(t) \\ \vdots \\ \alpha_2(t) \\ \alpha_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & & & \frac{1}{(n-1)!} t^{n-1} e^{\lambda t} \\ & & \frac{(n-1) \cdots 2}{(n-2)!} \lambda e^{\lambda t} & \\ & & \vdots & \\ & 1 & \cdots & \frac{(n-1)(n-2)}{2!} \lambda^{n-3} e^{\lambda t} \\ & & & \vdots \\ 1 & \lambda & \lambda^2 & \cdots & \frac{(n-1)}{1!} \lambda^{n-2} e^{\lambda t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} \\ e^{\lambda_2 t} \\ \vdots \\ e^{\lambda_n t} \end{bmatrix} \quad (2.5-20)$$

(4) 非奇异变换法求。

根据系统矩阵  $A$  的特征值相同或相异,可将  $A$  矩阵变换为新的状态空间的对角阵或约当阵  $\hat{A}$ ,根据性质(9),它所对应的矩阵指数为式(2.5-14)或式(2.5-15),再根据性质(8),通过非奇异反变换,将新状态空间求得的矩阵指数变换到原状态空间,即得  $e^{At}$ 。

### 1.1.4 非齐次状态方程的解

非齐次状态方程是系统含有输入向量时的状态方程,它描述了系统的强迫运动,即系统在外界输入作用下的运动。线性定常系统非齐次状态方程为

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.5-22)$$

其中,  $x(t) \in R^n$ ,  $u(t) \in R^m$ ,  $A \in R^{n \times n}$ ,  $B \in R^{n \times m}$ , 且初始条件为  $x(t)|_{t=0} = x(0)$ 。将方程(2.5-22)写为

$$\dot{x}(t) - Ax(t) = Bu(t)$$

两边左乘  $e^{-At}$ , 得

$$e^{-At} [\dot{x}(t) - Ax(t)] = \frac{d}{dt} [e^{-At} x(t)] = e^{-At} Bu(t)$$

再进行由0到 $t$ 的积分,得

$$e^{-At} x(t) - x(0) = \int_0^t e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau$$

可求出线性定常连续系统非齐次状态方程的解为

$$x(t) = e^{At} x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} Bu(\tau) d\tau \quad (2.5-23)$$

或

$$A^n + a_1 A^{n-1} + \cdots + a_{n-1} A + a_n I = 0 \quad (2.5-17)$$

推论1: 矩阵  $A$  的  $k(k \geq n)$  次幂, 可以表示为  $A$  的  $(n-1)$  次矩阵多项式, 即

$$A^k = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i A^i \quad (2.5-18)$$

推论1可由Caley-Hamilton定理直接推导出。

推论2: 矩阵指数  $e^{At}$  可表示为系统矩阵  $A$  的  $(n-1)$  次矩阵多项式, 即

$$e^{At} = \sum_{i=0}^{n-1} \alpha_i(t) A^i \quad (2.5-19)$$

该推论可由  $e^{At}$  的定义及推论1推导得出。

推论2将  $e^{At}$  表示为  $A$  的有限项, 在系数  $\alpha_i(t)$  确定的情况下即可求出  $e^{At}$ , 而系数  $\alpha_i(t)$  可由下面不同情况分别得出。

1) 当  $A$  的特征值  $\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_n$  两两相异时, 有

$$\begin{bmatrix} \alpha_n(t) \\ \alpha_{n-1}(t) \\ \vdots \\ \alpha_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1 & \lambda_1^2 & \cdots & \lambda_1^{n-1} \\ 1 & \lambda_2 & \lambda_2^2 & \cdots & \lambda_2^{n-1} \\ & & \vdots & & \\ 1 & \lambda_n & \lambda_n^2 & \cdots & \lambda_n^{n-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} \\ e^{\lambda_2 t} \\ \vdots \\ e^{\lambda_n t} \end{bmatrix}$$

(2.5-20)

2) 当  $A$  具有  $n$  重特征值  $\lambda$  时, 有

$$\begin{bmatrix} \alpha_n(t) \\ \alpha_{n-1}(t) \\ \vdots \\ \alpha_2(t) \\ \alpha_1(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} & & & \frac{1}{(n-1)!} t^{n-1} e^{\lambda t} \\ & & \frac{(n-1) \cdots 2}{(n-2)!} \lambda e^{\lambda t} & \\ & & \vdots & \\ & 1 & \cdots & \frac{(n-1)(n-2)}{2!} \lambda^{n-3} e^{\lambda t} \\ & & & \vdots \\ 1 & \lambda & \lambda^2 & \cdots & \frac{(n-1)}{1!} \lambda^{n-2} e^{\lambda t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 t} \\ e^{\lambda_2 t} \\ \vdots \\ e^{\lambda_n t} \end{bmatrix} \quad (2.5-21)$$

$$x(t) = \Phi(t)x(0) + \int_0^t \Phi(t-\tau)Bu(\tau) d\tau \quad (2.5-24)$$

式中:  $\Phi(t) = e^{At}$  为系统的状态转移矩阵。

如果初始时刻  $t_0 \neq 0$ , 初始状态为  $x(t_0)$ , 则非齐次状态方程的解为

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} Bu(\tau) d\tau \quad (2.5-25)$$

或

$$x(t) = \Phi(t-t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t-\tau)Bu(\tau) d\tau \quad (2.5-26)$$

式(2.5-23)~式(2.5-26)表明, 非齐次状态方程的解包含了两部分内容, 第一部分内容类似于齐次状态方程的解, 由初始状态转移得到而与系统输入无关, 称它为零输入分量; 第二部分由系统的输入得到而与系统的初始状态无关, 称它为零初值分量。

## 1.2 线性时变连续系统状态方程的解

线性时变连续系统的状态空间描述为

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t) \end{cases} \quad (2.5-27)$$

它表示了系统的结构参数  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  是时间的函数。

### 1.2.1 齐次状态方程的解

线性时变连续系统的齐次状态方程是

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) \quad (2.5-28)$$

设它的解为

$$x(t) = \Phi(t, t_0)x(t_0) \quad (2.5-29)$$

其中:  $\Phi(t, t_0)$  表示了系统的状态从  $x(t_0)$  到  $x(t)$  的转移, 称为线性时变连续系统的状态转移矩阵, 它由初始时刻  $t_0$  与终止时刻  $t$  决定, 而不像定常系统中由时间间隔  $(t-t_0)$  决定。将上述解代入原方程, 可得到

$$\begin{cases} \dot{\Phi}(t, t_0) = A(t)\Phi(t, t_0) \\ \Phi(t_0, t_0) = I \end{cases} \quad (2.5-30)$$

由式(2.5-30)解出  $\Phi(t, t_0)$  即求得  $x(t)$ 。而解方程(2.5-30)分两种情况。

(1)  $A(t)$  与  $\int_{t_0}^t A(\tau)d\tau$  满足乘法交换律时, 有

$$\Phi(t, t_0) = I + \int_{t_0}^t A(\tau)d\tau + \frac{1}{2!} \left[ \int_{t_0}^t A(\tau)d\tau \right]^2 + \dots \quad (2.5-31)$$

(2)  $A(t)$  与  $\int_{t_0}^t A(\tau)d\tau$  不满足乘法交换律时,  $\Phi(t, t_0)$  为被称作为 Peano-Baker 级数的无穷级数

$$\begin{aligned} \Phi(t, t_0) = & I + \int_{t_0}^t A(\tau)d\tau + \int_{t_0}^t A(\tau) \int_{t_0}^{\tau} A(\tau_1)d\tau_1 d\tau + \\ & \int_{t_0}^t A(\tau) \int_{t_0}^{\tau} A(\tau_1) \int_{t_0}^{\tau_1} A(\tau_2)d\tau_2 d\tau_1 d\tau + \dots \end{aligned} \quad (2.5-32)$$

一般情况下,  $\Phi(t, t_0)$  只能表示成无穷项之和, 只有在特殊情况下, 才能写成矩阵指数函数的形式。

### 1.2.2 状态转移矩阵的性质

线性时变连续系统的状态转移矩阵  $\Phi(t, t_0)$  具有与定常系统状态转移矩阵类似的几个重要性质。

(1)  $\Phi(t, t) = I$ ;

(2)  $\Phi(t_2, t_1)\Phi(t_1, t_0) = \Phi(t_2, t_0)$ , 表明线性时变系统的状态转移也可以分段进行;

(3)  $\Phi^{-1}(t, t_0) = \Phi(t_0, t)$ , 表明线性时变系统状态的转移也是可逆的。

### 1.2.3 非齐次状态方程的解

线性时变连续非齐次状态方程为

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \quad (2.5-33)$$

其中  $x(t) \in R^n$ ,  $u(t) \in R^m$ ,  $A(t) \in R^{n \times n}$ ,  $B(t) \in R^{n \times m}$ , 且已知初始状态为  $x(t_0)$ , 设方程(2.5-33)的解为

$$x(t) = \Phi(t, t_0)\xi(t)$$

代入方程, 有

$$\dot{\Phi}(t, t_0)\xi(t) + \Phi(t, t_0)\dot{\xi}(t) = A(t)\Phi(t, t_0)\xi(t) + B(t)u(t)$$

整理以后得

$$\dot{\xi}(t) = \Phi(t_0, t)B(t)u(t)$$

解此方程得

$$\xi(t) = \xi(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t_0, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau$$

由  $x(t_0) = \Phi(t_0, t_0)\xi(t_0) = \xi(t_0)$ , 上式为

$$\xi(t) = x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t_0, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau$$

所以得出线性时变连续非齐次状态方程的解为

$$x(t) = \Phi(t, t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau \quad (2.5-34)$$

它也由零输入分量和零初值分量两部分组成。

## 1.3 线性离散系统的运动分析

离散系统可以是自然存在的, 也可以是连续系统通过采

样以后离散化得到的。首先介绍线性连续系统的离散化, 然后介绍线性离散系统状态方程的解。

### 1.3.1 线性连续系统的离散化

#### 1.3.1.1 线性定常连续系统的离散化

根据前面的讨论, 线性定常连续系统状态方程的解为

$$x(t) = \Phi(t-t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t-\tau)Bu(\tau)d\tau$$

如取  $t_0 = kT$  (第  $k$  次采样),  $t = (k+1)T$  (第  $k+1$  次采样); 则有

$$x[(k+1)T] = \Phi(T)x(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T-\tau]Bu(\tau)d\tau$$

因为在一个采样期间内可以认为输入向量是常数向量(零阶保持), 上式可写为

$$x[(k+1)T] = \Phi(T)x(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T-\tau]Bd\tau \times u(kT)$$

令  $(k+1)T-\tau = \tau'$ , 则

$$\begin{aligned} x[(k+1)T] &= \Phi(T)x(kT) + \int_T^0 \Phi(\tau')Bd(-\tau') \times u(kT) \\ &= \Phi(T)x(kT) + \int_0^T \Phi(\tau')Bd\tau' \times u(kT) \end{aligned}$$

记  $G = \Phi(T) \Big|_{t=T} = e^{AT} \quad (2.5-35)$

$$H = H(T) = \int_0^T \Phi(\tau)Bd\tau \quad (2.5-36)$$

得线性定常连续系统离散化后的状态方程为

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (2.5-37)$$

以及输出方程为

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (2.5-38)$$

#### 1.3.1.2 线性时变连续系统的离散化

线性时变连续系统状态方程的解为

$$x(t) = \Phi(t, t_0)x(t_0) + \int_{t_0}^t \Phi(t, \tau)B(\tau)u(\tau)d\tau$$

取  $t_0 = kT$  (第  $k$  次采样),  $t = (k+1)T$  (第  $k+1$  次采样); 则有

$$\begin{aligned} x[(k+1)T] &= \Phi[(k+1)T, kT]x(kT) + \\ & \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T, \tau]B(\tau)u(\tau)d\tau \\ &= \Phi[(k+1)T, kT]x(kT) + \\ & \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T, \tau]B(\tau)d\tau \times u(kT) \end{aligned}$$

其中同样认为在一个采样期间内输入向量是常数向量  $u(kT)$  (零阶保持), 记

$$G(k) = \Phi[(k+1)T, kT] \quad (2.5-39)$$

$$H(k) = \int_{kT}^{(k+1)T} \Phi[(k+1)T, \tau]B(\tau)d\tau \quad (2.5-40)$$

得线性时变连续系统离散化后的状态方程为

$$x(k+1) = G(k)x(k) + H(k)u(k) \quad (2.5-41)$$

以及输出方程为

$$y(k) = C(k)x(k) + D(k)u(k) \quad (2.5-42)$$

#### 1.3.2 线性定常离散系统状态方程的解

可用递推法或  $z$  变换法等方法求解线性定常离散系统状态方程。

##### 1.3.2.1 递推法

对于线性定常离散系统状态方程

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (2.5-43)$$

当  $k=0$ , 有

$$x(1) = Gx(0) + Hu(0)$$

当  $k=1$ , 有

$$\begin{aligned} x(2) &= Gx(1) + Hu(1) = G[Gx(0) + Hu(0)] + Hu(1) \\ &= G^2x(0) + GHu(0) + Hu(1) \\ &\vdots \end{aligned}$$

当  $k=k-1$ , 有

$$x(k) = G^k x(0) + \sum_{i=0}^{k-1} G^{k-1-i} Hu(i) \quad (2.5-44)$$

式(2.5-44)就是线性定常离散系统状态方程的解, 其中  $G^k$  是离散系统的状态转移矩阵, 可见离散系统状态方程的解也由零输入分量和零初值分量两部分组成。

### 1.3.2.2 $z$ 变换法

对于离散系统状态方程(2.5-43), 两边取  $z$  变换, 有

$$zX(z) - zX(0) = GX(z) + HU(z)$$

即

$$(zI - G)X(z) = zX(0) + HU(z)$$

得

$$X(z) = (zI - G)^{-1} [zX(0) + HU(z)]$$

两边取  $z$  反变换, 得方程的解为

$$x(k) = Z^{-1} [(zI - G)^{-1} z] x(0) + Z^{-1} [(zI - G)^{-1} HU(z)] \quad (2.5-45)$$

## 2 线性系统的能控性与能观性分析

### 2.1 线性系统的能控性分析

#### 2.1.1 系统的能控性概念

##### 2.1.1.1 线性定常连续系统

对于线性定常连续系统  $\dot{x} = Ax + Bu$ , 如果存在容许的控制  $u(t)$ , 能在有限的时间区间  $[t_0, t_f]$  内, 使系统从任意的非零初始状态  $x(t_0)$  转移到零终止状态  $x(t_f) = 0$ , 则称系统是状态完全能控的, 简称系统能控。

##### 2.1.1.2 线性定常离散系统

对于线性定常离散系统  $x(k+1) = Gx(k) + Hu(k)$ , 如果存在一个无约束的控制序列  $u(0), u(1), \dots, u(n-1)$ , 使系统能在有限的时间区间  $[0, nT]$  内, 从任意的非零初始状态  $x(0)$  转移到零终止状态  $x(n) = 0$ , 则称离散系统是状态完全能控的, 简称系统能控。

其他类型的系统有类似的能控性定义。系统能控性反映系统的控制量  $u(t)$  对系统状态的控制能力。

如果将上面非零初始状态转移到零终止状态, 改为零初始状态转移到非零终止状态, 则称为系统的能达性。在连续系统中, 系统的能达性与能控性是等价的; 而在离散系统中, 只有其系统矩阵非奇异的条件下, 二者才是等价的。

#### 2.1.2 线性连续系统能控性判据

有一系列判据用来判别线性系统的能控性。

##### 2.1.2.1 线性定常连续系统

对于线性定常连续系统主要有如下 5 个判据。

(1) 格拉姆矩阵判据: 线性定常系统

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.5-46)$$

状态完全能控的充分必要条件是, 存在  $t_1 > 0$ , 使如下定义的格拉姆矩阵

$$W_c(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^{-A^T t} B B^T e^{-A t} dt \quad (2.5-47)$$

为非奇异。

(2) 秩判据: 线性定常系统式(2.5-46)状态完全能控的充分必要条件为

$$\text{rank}[B \ AB \ \cdots \ A^{n-1}B] = n \quad (2.5-48)$$

其中,  $n$  为系统矩阵  $A$  的维数, 矩阵  $S_c = [B \ AB \ \cdots$

$A^{n-1}B]$  称为系统的能控性矩阵。

(3) PBH 判据: 线性定常系统式(2.5-46)状态完全能控的充分必要条件是  $n \times (n+p)$  矩阵  $[M - A \quad B]$  对  $A$  的所有特征值  $\lambda_i (i=1, \dots, n)$  均有

$$\text{rank}[\lambda_i I - A \quad B] = n \quad i = 1, \dots, n \quad (2.5-49)$$

(4) 对角线规范型判据: 线性定常系统(2.5-46)中系统矩阵  $A$  的  $n$  个特征值  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  两两相异时, 系统状态完全能控的充分必要条件为由式(2.5-46)线性变换得到的对角线规范型

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\bar{x}}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & & \\ & \lambda_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \lambda_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \vdots \\ \bar{x}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{b}_{11} & \bar{b}_{12} & \cdots & \bar{b}_{1p} \\ \bar{b}_{21} & \bar{b}_{22} & \cdots & \bar{b}_{2p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{b}_{n1} & \bar{b}_{n2} & \cdots & \bar{b}_{np} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix}$$

中, 输入矩阵  $\bar{B}$  不存在全为 0 的行。

(5) 约当规范型判据: 线性定常系统式(2.5-46)中系统矩阵  $A$  的  $n$  个特征值均相同且为  $\lambda$  时, 系统状态完全能控的充分必要条件为由式(2.5-46)线性变换得到的约当规范型

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \\ \vdots \\ \dot{\bar{x}}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda & 1 & & \\ & \lambda & 1 & \\ & & \ddots & \ddots \\ & & & \lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \vdots \\ \bar{x}_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{b}_{11} & \bar{b}_{12} & \cdots & \bar{b}_{1p} \\ \bar{b}_{21} & \bar{b}_{22} & \cdots & \bar{b}_{2p} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{b}_{n1} & \bar{b}_{n2} & \cdots & \bar{b}_{np} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix}$$

中, 输入矩阵  $\bar{B}$  的最后一行元素不全为 0

当系统矩阵经线性变换后既包含对角线块又包含约当块时, 可由上述判据(4)和判据(5)联合起来判别其能控性。显然, 下列系统是状态完全能控的:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 \\ 5 \end{bmatrix} u$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 4 \\ 3 \end{bmatrix} u$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2 & 0 & 0 \\ & & & -5 & 1 \\ 0 & & & 0 & -5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 3 & 0 \\ 0 & 0 \\ 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}$$



而下列系统是状态不完全能控的:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 4 & 2 \\ 0 & 0 \\ 3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -2 & 1 \\ 0 & 0 & -2 \\ & & & -5 & 1 \\ 0 & & & 0 & -5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 4 \\ 2 \\ 1 \\ 3 \\ 0 \end{bmatrix} u\end{aligned}$$

### 2.1.2.2 线性时变连续系统

对于线性时变连续系统,主要有如下格拉姆矩阵判据和秩判据。

(1) 格拉姆矩阵判据: 线性时变系统

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u \quad (2.5-50)$$

在时刻  $t_0$  状态完全能控的充分必要条件是, 存在一个有限时间  $t_1 > t_0$ , 使如下定义的格拉姆矩阵

$$W_c(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} \Phi(t_0, t) B(t) B^T(t) \Phi^T(t_0, t) dt \quad (2.5-51)$$

为非奇异。其中  $\Phi(t_0, t)$  为线性时变系统的状态转移矩阵, 该判据主要用于理论分析, 因为计算线性时变系统的状态转移矩阵  $\Phi(t_0, t)$  是不容易的。

(2) 秩判据: 如果线性时变系统式(2.5-50)的  $A(t)$  和  $B(t)$  是  $(n-1)$  阶连续可微的, 则系统在  $t_0$  时刻为状态完全能控的一个充分条件是, 存在一个有限时间  $t_1 > t_0$ , 使得下式成立

$$\text{rank} \begin{bmatrix} M_0(t_1) & M_1(t_1) & \cdots & M_{n-1}(t_1) \end{bmatrix} = n \quad (2.5-52)$$

其中

$$\begin{aligned}M_0(t) &= B(t) \\ M_1(t) &= -A(t)M_0(t) + \frac{d}{dt}M_0(t) \\ M_2(t) &= -A(t)M_1(t) + \frac{d}{dt}M_1(t) \\ &\vdots \\ M_{n-1}(t) &= -A(t)M_{n-2}(t) + \frac{d}{dt}M_{n-2}(t)\end{aligned}$$

### 2.1.3 线性离散系统能控性判据

#### 2.1.3.1 线性定常离散系统

对于线性定常离散系统有如下秩判据: 线性定常离散系统

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (2.5-53)$$

状态完全能控的充分必要条件是

$$\text{rank} \begin{bmatrix} H & GH & \cdots & G^{n-1}H \end{bmatrix} = n \quad (2.5-54)$$

式中:  $n$  为系统的维数。

#### 2.1.3.2 线性时变离散系统

对于线性时变离散系统有如下格拉姆矩阵判据: 线性时变离散系统

$$x(k+1) = G(k)x(k) + H(k)u(k) \quad (2.5-55)$$

状态完全能控的充分必要条件是, 存在有限时刻  $l > h$ , 使如下定义的格拉姆矩阵

$$W_c(h, l) = \sum_{k=h}^{l-1} \Phi(h, k+1) H(k) H^T(k) \Phi^T(h, k+1) \quad (2.5-56)$$

为非奇异。其中  $\Phi(h, k+1)$  为线性时变离散系统的状态转移矩阵。离散系统的格拉姆矩阵的计算比连续系统简单得多, 所以式(2.5-56)常用来判别线性时变离散系统的能控性。

#### 2.1.3.3 连续系统离散化后的能控性

连续系统经采样离散化后, 系统的能控性能否得以保持? 有如下几点结论。

(1) 如果连续系统不能控, 则离散化后的系统也是不能控的。

(2) 如果离散化后的系统能控, 则离散化前的连续系统必是能控的。

(3) 如果连续系统能控, 一般不能保证离散化后的系统能控。对于线性定常系统, 如果按照如下规则确定采样周期  $T$ , 则能使离散化后的离散系统保持能控性: 当连续系统系统矩阵  $A$  的  $n$  个特征值  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  两两相异时, 对一切满足  $\text{Re}[\lambda_i - \lambda_j] = 0$  的特征值, 满足如下关系式

$$T \neq \frac{2k\pi}{\text{Im}(\lambda_i - \lambda_j)} \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.5-57)$$

## 2.2 线性系统的能观性分析

### 2.2.1 系统的能观性概念

#### 2.2.1.1 线性定常连续系统

对于线性定常连续系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-58)$$

式中:  $A$ 、 $B$ 、 $C$  分别为满足矩阵运算的系统矩阵、输入矩阵、输出矩阵。在已知输入  $u(t)$  的情况下, 能够根据有限的时间区间  $[t_0, t_f]$  内测量到的输出  $y(t)$  唯一地确定系统任意的初始状态  $x(t_0)$ , 则称系统是状态完全能观测的, 简称系统能观。

#### 2.2.1.2 线性定常离散系统

对于线性定常离散系统

$$\begin{cases} x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \\ y(k) = Cx(k) \end{cases} \quad (2.5-59)$$

式中:  $G$ 、 $H$ 、 $C$  分别为满足矩阵运算的系统矩阵、输入矩阵、输出矩阵。

在已知输入向量序列  $u(0), u(1), \dots, u(n-1)$  的情况下, 能够根据  $[0, nT]$  时间区间内测量到的输出向量序列  $y(0), y(1), \dots, y(n-1)$  唯一地确定系统任意的初始状态  $x(0)$ , 则称离散系统是状态完全能观测的, 简称系统能观。其他类型的系统有类似的能观性定义。系统能观性描述系统通过输出量  $y(t)$  反映状态量  $x(t)$  的能力, 回答在  $u(t)$  已知时能否通过输出量  $y(t)$  的量测值来确定状态量  $x(t)$  的问题, 即“状态观测”问题。为什么会有“状态观测”问题呢? 首先, 系统的输出量总是能测量的, 而状态量有些是不能直接测量的; 其次, 在系统的分析与综合中, 又往往需要得到系统状态量的信息。因此, 如果一个系统是状态能观的, 就可以通过测量系统的输出量来间接地获取系统状态量的信息。

### 2.2.2 线性连续系统能观性判据

同样, 有一系列判据用来判别线性系统的能观性。

#### 2.2.2.1 线性定常连续系统

对于线性定常连续系统主要有如下 5 个判据。

(1) 格拉姆矩阵判据: 线性定常系统式(2.5-58)状态完全能观的充分必要条件是, 存在  $t_1 > 0$ , 使如下定义的格拉姆矩阵

$$W_o(0, t_1) = \int_0^{t_1} e^{-A^T t} C^T C e^{-At} dt \quad (2.5-60)$$

为非奇异。

(2) 秩判据: 线性定常系统式(2.5-58)状态完全能观的充分必要条件为

$$\text{rank} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} = n \quad (2.5-61)$$

或

$$\text{rank}[C^T \ A^T C^T \ \cdots \ (A^T)^{n-1} C^T] = n \quad (2.5-62)$$

式中:  $n$  为系统矩阵  $A$  的维数, 矩阵  $S_0 = [C^T \ A^T C^T \ \cdots \ (A^T)^{n-1} C^T]$  称为系统的能观性矩阵。

(3) PBH 判据: 线性定常系统式(2.5-58)状态完全能观的充分必要条件是  $(n+q) \times n$  矩阵  $\begin{bmatrix} C \\ \lambda I - A \end{bmatrix}$  对  $A$  的所有特征值  $\lambda_i (i=1, \cdots, n)$  均有

$$\text{rank} \begin{bmatrix} C \\ \lambda_i I - A \end{bmatrix} = n \quad i = 1, \cdots, n \quad (2.5-63)$$

(4) 对角线规范型判据: 线性定常系统式(2.5-58)中系统矩阵  $A$  的  $n$  个特征值  $\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_n$  两两相异时, 系统状态完全能观的充分必要条件为由式(2.5-58)线性变换得到的对角线规范型

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \lambda_2 & \\ & & \ddots \\ & & & \lambda_n \end{bmatrix} \bar{x} + \bar{B}u \\ y = \bar{C}\bar{x} \end{cases} \quad (2.5-64)$$

中, 输出矩阵  $\bar{C}$  不存在全为 0 的列。

(5) 约当规范型判据: 线性定常系统式(2.5-58)中系统矩阵  $A$  的  $n$  个特征值均相同且为  $\lambda$  时, 系统状态完全能观的充分必要条件为由式(2.5-58)线性变换得到的约当规范型

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 1 & & \\ & \lambda_2 & 1 & \\ & & \ddots & 1 \\ & & & \lambda_n \end{bmatrix} \bar{x} + \bar{B}u \\ y = \bar{C} \cdot \bar{x} \end{cases} \quad (2.5-65)$$

中, 输出矩阵  $\bar{C}$  的第一列元素不全为 0。

当系统矩阵经线性变换后既包含对角线块又包含约当块时, 可由上述判据(4)和判据(5)联合起来判别其能观性。显然, 下列系统是能观的:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

$$y = [1 \ 3] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 4 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & & 0 \\ & 0 & 2 & 1 & \\ & 0 & 0 & 2 & \\ & & & -3 & 1 \\ 0 & & & 0 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}$$

而下列系统是不能观的:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

$$y = [0 \ 1] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 \\ 0 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 3 \\ 0 & 2 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & & 0 \\ & 0 & 2 & 1 & \\ & 0 & 0 & 2 & \\ & & & -3 & 1 \\ 0 & & & 0 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix}$$

## 2.2.2.2 线性时变连续系统

对于线性时变连续系统, 主要有如下格拉姆矩阵判据和秩判据。

(1) 格拉姆矩阵判据: 线性时变系统

$$\begin{cases} \dot{x} = A(t)x + B(t)u \\ y = C(t)x \end{cases} \quad (2.5-66)$$

在时刻  $t_0$  状态完全能观的充分必要条件是, 存在一个有限时间  $t_1 > t_0$ , 使如下定义的格拉姆矩阵

$$W_0(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} \Phi^T(t, t_0) C^T(t) C(t) \Phi(t, t_0) dt \quad (2.5-67)$$

为非奇异, 其中  $\Phi(t, t_0)$  为线性时变系统的状态转移矩阵。

(2) 秩判据: 如果线性时变系统式(2.5-66)的  $A(t)$  和  $C(t)$  是  $(n-1)$  阶连续可微的, 则系统在  $t_0$  时刻为状态完全能观的一个充分条件是, 存在一个有限时间  $t_1 > t_0$ , 使得下式成立

$$\text{rank} \begin{bmatrix} N_0(t_1) \\ N_1(t_1) \\ \vdots \\ N_{n-1}(t_1) \end{bmatrix} = n \quad (2.5-68)$$

$$\begin{aligned} \text{其中} \quad N_0(t) &= C(t) \\ N_1(t) &= N_0(t)A(t) + \frac{d}{dt}N_0(t) \\ N_2(t) &= N_1(t)A(t) + \frac{d}{dt}N_1(t) \\ &\vdots \\ N_{n-1}(t) &= N_{n-2}(t)A(t) + \frac{d}{dt}N_{n-2}(t) \end{aligned}$$

### 2.2.3 线性离散系统能观性判据

#### 2.2.3.1 线性定常离散系统

对于线性定常离散系统有如下秩判据: 线性定常离散系统式(2.5-59)状态完全能观的充分必要条件是

$$\text{rank} \begin{bmatrix} C \\ CG \\ \vdots \\ CG^{n-1} \end{bmatrix} = n \quad (2.5-69)$$

或

$$\text{rank}[C^T \quad G^T C^T \quad \cdots \quad (G^T)^{n-1} C^T] = n \quad (2.5-70)$$

式中:  $n$  为系统的维数。

#### 2.2.3.2 线性时变离散系统

对于线性时变离散系统有如下格拉姆矩阵判据: 线性时变离散系统

$$\begin{cases} x(k+1) = G(k)x(k) + H(k)u(k) \\ y(k) = C(k)x(k) \end{cases} \quad (2.5-71)$$

状态完全能观的充分必要条件是, 存在有限时刻  $l > h$ , 使如下定义的格拉姆矩阵

$$W_o(h, l) = \sum_{k=h}^{l-1} \Phi^T(k+1, h) C^T(k) C(k) \Phi(k+1, h) \quad (2.5-72)$$

为非奇异。其中  $\Phi(\cdot, \cdot)$  为线性时变离散系统的状态转移矩阵。

#### 2.2.3.3 连续系统离散化后的能观性

与连续系统经采样离散化后的能控性类似, 有如下几点结论。

(1) 如果连续系统不能观, 则离散化后的系统也是不能观的。

(2) 如果离散化后的系统能观, 则离散化前的连续系统必是能观的。

(3) 如果连续系统能观, 一般地也不能保证离散化后的系统能观。对于线性定常系统, 如果按照如下规则确定采样周期  $T$ , 则能使离散化后的离散系统保持能观性: 当连续系统系统矩阵  $A$  的  $n$  个特征值  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  两两相异时, 对一切满足  $\text{Re}[\lambda_i - \lambda_j] = 0$  的特征值, 满足如下关系式

$$T \neq \frac{2k\pi}{\text{Im}(\lambda_i - \lambda_j)} \quad k = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.5-73)$$

系统的能控性与能观性之间有一个很有趣但很有用的现象, 即对偶性。

### 2.3 对偶系统与对偶性原理

#### 2.3.1 对偶系统

考察如图 2.5-1(a)所示的系统  $\Sigma_1$

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-74)$$

构造一个与它对应的如图 2.5-1(b)所示的系统  $\Sigma_2$

$$\begin{cases} \dot{z} = A^T z + C^T v \\ \omega = B^T z \end{cases} \quad (2.5-75)$$

其中  $z$  与  $x$  同是  $n$  维状态向量,  $v$  为  $q$  维输入向量,  $\omega$  为  $p$  维输出向量。比较两个系统图可见, 系统  $\Sigma_2$  的系统矩阵、输入矩阵、输出矩阵分别是系统  $\Sigma_1$  的系统矩阵的转置、输出矩阵的转置、输入矩阵的转置, 而且系统的信号流向、系统的输入输出等都呈对偶形式, 故称系统  $\Sigma_1$  与系统  $\Sigma_2$  互为对偶系统。

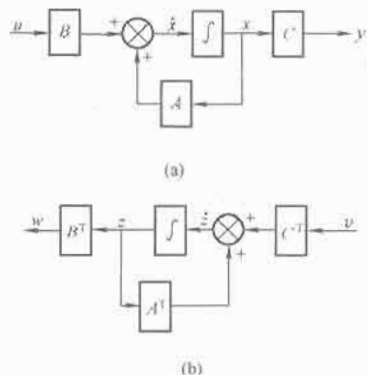


图 2.5-1 线性系统及其对偶系统

#### 2.3.2 对偶性原理

互为对偶的两个系统之间具有如下重要特性, 即能控、能观性的对偶性原理: 系统  $\Sigma_1$  的能控性等价于系统  $\Sigma_2$  的能观性, 系统  $\Sigma_1$  的能观性等价于系统  $\Sigma_2$  的能控性。

对偶性原理为我们提供了一种结构特性(如能控性)的判据导出另一种结构特性(如能观性)判据的途径, 它还建立了系统的控制问题与状态观测问题之间的内在联系。

对偶性原理可以在数学上得以严格证明, 从式(2.5-48)、式(2.5-62)等秩判据的关系式中也很容易得到验证。对偶性原理对于一切线性系统都是成立的。

互为对偶的两个系统的传递函数矩阵互为转置。

### 2.4 能控标准形与能观标准形

线性系统通过特定的线性变换可以在变换后的状态空间得到一些标准的表述形式, 这些表述形式能较简单、直观地揭示系统的某些本质特性, 前面提到的对角线规范型、约当规范型就是这样的一些标准形式。对于状态完全能控或能观的线性系统, 可以从能控性或能观性的基本特性出发, 得出状态空间中体现这一属性的标准形式, 它们分别是能控标准形和能观标准形。这里仅介绍线性定常连续系统单输入—单输出的情形, 至于其他的情形类似。

#### 2.4.1 能控标准形

(1) 对于线性定常单输入—单输出连续系统, 能控标准形具有如下形式的状态空间描述

$$\begin{cases} \dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} u \\ y = [\beta_n \ \beta_{n-1} \ \cdots \ \beta_1] x \end{cases} \quad (2.5-76)$$

系统矩阵  $A$ 、输入矩阵  $b$  具有如式(2.5-76)所示的形式,而且系统矩阵  $A$  的最下面一行的各元素就是系统特征多项式的各系数。

(2) 若系统的动态方程是能控标准形的,则系统一定是状态完全能控的。能控标准形系统的这一特性很容易通过系统的能控性判据给以验证。

(3) 如果一个系统能控,则它的状态方程一定能够通过非奇异变换,化为能控标准形。这是因为:如果系统  $\dot{x} = Ax + bu$  是能控的,假设存在非奇异变换  $x = P^{-1}\hat{x}$ , 其中,  $P^{-1}$  为  $n \times n$  变换矩阵,使变换后的状态空间描述是能控标准形的,即

$$\dot{\hat{x}} = PAP^{-1}\hat{x} + Pbu \quad (2.5-77)$$

其中

$$PAP^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix} \quad (2.5-78)$$

$$Pb = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.5-79)$$

令

$$P = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_n \end{bmatrix} \quad (2.5-80)$$

并将其右乘式(2.5-78)的两边,得

$$\begin{aligned} PA = \begin{bmatrix} p_1 A \\ p_2 A \\ \vdots \\ p_{n-1} A \\ p_n A \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_n \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} p_2 \\ p_3 \\ \vdots \\ p_n \\ -a_n p_1 - a_{n-1} p_2 \cdots - a_1 p_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5-81)$$

则有

$$\begin{aligned} p_2 &= p_1 A \\ p_3 &= p_2 A = p_1 A^2 \\ &\vdots \\ p_n &= p_{n-1} A = p_1 A^{n-1} \end{aligned} \quad (2.5-82)$$

线性变换矩阵为

$$P = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_1 A \\ p_1 A^2 \\ \vdots \\ p_1 A^{n-1} \end{bmatrix} \quad (2.5-83)$$

又由于

$$Pb = \begin{bmatrix} p_1 b \\ p_2 b \\ \vdots \\ p_n b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 b \\ p_1 Ab \\ \vdots \\ p_1 A^{n-1} b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$$

即

$$p_1 [b \ Ab \ \cdots \ A^{n-1} b] = [0 \ 0 \ \cdots \ 0 \ 1] \quad (2.5-84)$$

因为原系统能控,其能控性矩阵  $S_c = [b \ Ab \ \cdots \ A^{n-1} b]$  为非奇异,其逆存在,可求得

$$p_1 = [0 \ 0 \ \cdots \ 0 \ 1] [b \ Ab \ \cdots \ A^{n-1} b]^{-1} \quad (2.5-85)$$

由式(2.5-85)可见,  $p_1$  是系统能控性矩阵的逆的最下面一行。由式(2.5-83),进一步可求出线性变换矩阵  $P$ 。说明对于能控的系统确实可找到非奇异变换矩阵  $P$ ,使得变换后的状态空间描述是能控标准形的。归纳上面的过程,一个能控的单输入-单输出系统化为能控标准形描述的步骤是:

1) 求出系统的能控性矩阵

$$S_c = [b \ Ab \ \cdots \ A^{n-1} b]$$

2) 求能控性矩阵的逆  $S_c^{-1}$ , 得

$$S_c^{-1} = \begin{bmatrix} s_{11} & \cdots & s_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ s_{n1} & \cdots & s_{nn} \end{bmatrix}$$

3) 取  $S_c^{-1}$  的最下面一行为  $p_1$ , 即

$$p_1 = [s_{n1} \ s_{n2} \ \cdots \ s_{nn}]$$

4) 按式(2.5-83)构造  $P$  矩阵, 即

$$P = \begin{bmatrix} p_1 \\ p_1 A \\ p_1 A^2 \\ \vdots \\ p_1 A^{n-1} \end{bmatrix}$$

5) 求出  $P^{-1}$ , 构成非奇异变换  $x = P^{-1}\hat{x}$ , 变换后的状态空间描述就是能控标准形, 即

$$\begin{aligned} PAP^{-1} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix} \\ Pb &= \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

#### 2.4.2 能观标准形

(1) 对于线性定常单输入-单输出连续系统,能观标准形具有如下形式的状态空间描述

$$\begin{cases} \dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & & -a_n \\ 1 & \ddots & -a_{n-1} \\ & \ddots & 0 \\ & & 1 & -a_1 \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \beta_n \\ \beta_{n-1} \\ \vdots \\ \beta_1 \end{bmatrix} u \\ y = [0 \ 0 \ \cdots \ 1] x \end{cases} \quad (2.5-86)$$

系统矩阵  $A$ 、输出矩阵  $c$  具有如式(2.5-86)所示的形式,而且系统矩阵  $A$  的最右面一列的各元素就是系统特征多项式的各系数。

(2) 若系统的动态方程是能观标准形的,则系统一定是状态完全能观的。能观标准形系统的这一特性很容易通过系统的能观性判据给以验证。

(3) 如果一个系统能观,则它的动态方程一定能够通过非奇异变换,化为能观标准形。能观系统的这一结论很容易

通过线性系统的对偶性原理得以说明,也可以按对偶性原理进行对能观标准形的变换。

## 2.5 系统能控性、能观性与传递函数(矩阵)

一个线性系统可以用状态空间描述,也可以用传递函数(矩阵)描述,前者既反映系统的外部特性,又反映系统的内部特性;而后者一般只反映系统的外部特性。但是对于能控性、能观性,在系统的传递函数(矩阵)描述中也能得到一定的反映。

### 2.5.1 单输入—单输出系统

对于单输入—单输出线性定常系统,其系统传递函数为

$$G(s) = c(sI - A)^{-1}b = \frac{c \cdot \text{adj}(sI - A) \cdot b}{\det(sI - A)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.5-87)$$

式中:  $N(s)$  为分子多项式,决定系统的零点;  $D(s)$  为分母多项式,决定系统的极点。

关于传递函数与系统能控性、能观性的关系,有如下的结论。

(1) 单输入—单输出线性定常系统状态完全能控、能观的充分必要条件是系统传递函数  $G(s)$  无零、极点相消。

(2) 单输入线性定常系统状态完全能控的充分必要条件是控制到状态的传递关系式  $(sI - A)^{-1}b$  无零、极点相消。

(3) 单输出线性定常系统状态完全能观的充分必要条件是状态到输出的传递关系式  $c(sI - A)^{-1}$  无零、极点相消。

(4) 单输入—单输出线性定常系统状态既不完全能控又不完全能观的充分条件是关系式  $(sI - A)^{-1}$  有零、极点相消。

### 2.5.2 多输入—多输出系统

多输入—多输出系统通过零、极点相消来判断系统的能控、能观性较复杂,因为传递函数矩阵没有零、极点相消现象只是系统最小实现的充分条件,下面给出两条有关结论。

(1) 多输入线性定常系统状态完全能控的充分必要条件是控制到状态的传递关系式  $(sI - A)^{-1}B$  的  $n$  行线性无关。

(2) 多输出线性定常系统状态完全能观的充分必要条件是状态到输出的传递关系式  $C(sI - A)^{-1}$  的  $n$  列线性无关。

## 2.6 线性系统的结构分解

一个状态不完全能控的线性系统,并不是系统的所有状态变量都是不能控的,因此可以设法把能控的那部分状态变量与不能控的那部分状态变量分开来,分别构成系统的能控子系统和不能控子系统,这就是按能控性进行系统结构分解的概念。类似地,对于一个状态不完全能观的线性系统,可以设法把能观的那部分状态变量与不能观的那部分状态变量分开来,分别构成系统的能观子系统和不能观子系统,这就是按能观性进行系统结构分解的概念。对于一个状态既不完全能控又不完全能观的线性系统,则可以通过系统的结构分解,得到能控能观、能控不能观、不能控能观、不能控不能观 4 个子系统。通过对线性系统的结构分解,可以很明显地表示出系统的内部结构特性,同时也能深刻地反映出系统的传递特性。

### 2.6.1 线性变换的系统结构特性的不变性

前面已经讨论了,线性系统经过非奇异变换后,在具有标准形式的新状态空间中能较好地讨论系统的一系列特性,但经过非奇异变换后,系统的结构特性会不会受到影响呢?下面给出相关的结论:

(1) 线性系统经非奇异线性变换后,系统的特征多项式

及特征值不变。

(2) 线性系统经非奇异线性变换后,系统的传递函数(矩阵)不变。

(3) 线性系统经非奇异线性变换后,系统的能控性不变。

(4) 线性系统经非奇异线性变换后,系统的能观性不变。

由于非奇异线性变换不改变系统的能控性和能观性,因此,它提供了对线性系统实现结构分解的可能性和途径。

### 2.6.2 线性定常系统按能控性的结构分解

考虑状态不完全能控的线性系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-88)$$

式中:  $x$  为  $n$  维状态向量,系统的能控性矩阵的秩为  $r$ ,即

$$\text{rank} S_c = \text{rank} [B \quad AB \quad \cdots \quad A^{n-1}B] = r < n \quad (2.5-89)$$

从  $S_c$  中任意取  $r$  个线性无关的列,再加上任意选定的尽可能简单的  $(n-r)$  个列,构成一个非奇异的  $P^{-1}$  变换

$$P^{-1} = Q = [q_1 \quad \cdots \quad q_r \quad \vdots \quad q_{r+1} \quad \cdots \quad q_n] \quad (2.5-90)$$

将原系统变换成按能控性分解的规范表达式

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_c \\ \dot{\bar{x}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ 0 & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_c \\ \bar{x}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y = [\bar{C}_1 \quad \bar{C}_2] \begin{bmatrix} \bar{x}_c \\ \bar{x}_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-91)$$

式中:  $\bar{x}_c$  为  $r$  维能控分状态向量;  $\bar{x}_c$  为  $(n-r)$  维不能控分状态向量。显然,由  $r$  维能控分状态向量  $\bar{x}_c$  构成能控子系统

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_c = \bar{A}_{11} \bar{x}_c + \bar{A}_{12} \bar{x}_c + \bar{B}_1 u \\ y_1 = \bar{C}_1 \bar{x}_c \end{cases} \quad (2.5-92)$$

由  $(n-r)$  维不能控分状态向量  $\bar{x}_c$  构成不能控子系统

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_c = \bar{A}_{22} \bar{x}_c \\ y_2 = \bar{C}_2 \bar{x}_c \end{cases} \quad (2.5-93)$$

而  $y = y_1 + y_2$ 。按能控性分解以后的线性系统结构图如图 2.5-2 所示。关于按能控性分解的线性系统,应注意以下几点:

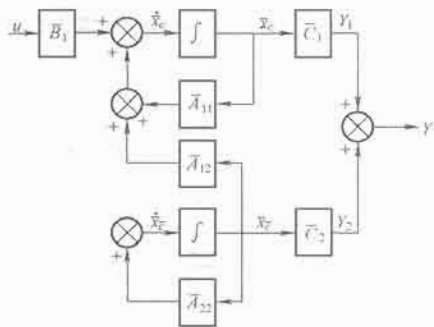


图 2.5-2 按能控性分解以后的线性系统结构图

(1) 系统的极点集合由能控子系统的极点集合 ( $\bar{A}_{11}$  的特征值) 和不能控子系统的极点集合 ( $\bar{A}_{22}$  的特征值) 两部分组成,输入  $u$  只能改变能控子系统的极点位置,而不能改变不能控子系统的极点位置。

(2) 由上面分解的过程可知,非奇异变换矩阵式 (2.5-90)  $P^{-1}$  的不唯一性,可导致多个分解结果,但规范表达式的形式都是一样的,都具有式 (2.5-91) 的规范形式。



(3) 按能控性分解的规范表达式(2.5-91)给我们提供了一个判别线性系统能控性的一个准则: 线性定常系统状态完全能控的条件是其不能通过线性非奇异变换化为一个如式(2.5-91)的规范表达式。

### 2.6.3 线性定常系统按能观性的结构分解

类似地, 考虑状态不完全能观的线性系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-94)$$

式中:  $x$  为  $n$  维状态向量, 系统的能观性矩阵的秩为  $l$ , 即

$$\text{rank} S_o = \text{rank} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} = l < n \quad (2.5-95)$$

从  $S_o$  中任意取  $l$  个线性无关的行, 再加上任意选定的尽可能简单的  $(n-l)$  个行, 构成一个非奇异的  $F$  变换

$$F = \begin{bmatrix} f_1 \\ \vdots \\ f_l \\ \vdots \\ f_{l+1} \\ \vdots \\ f_n \end{bmatrix} \quad (2.5-96)$$

将原系统变换成按能观性分解的规范表达式

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_o \\ \dot{\bar{x}}_{\bar{o}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & 0 \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_o \\ \bar{x}_{\bar{o}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix} u \\ y = [\bar{C}_1 \quad 0] \begin{bmatrix} \bar{x}_o \\ \bar{x}_{\bar{o}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-97)$$

式中:  $\bar{x}_o$  为  $l$  维能观分状态向量;  $\bar{x}_{\bar{o}}$  为  $(n-l)$  维不能观分状态向量。显然, 由  $l$  维能观分状态向量  $\bar{x}_o$  构成了能观子系统

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_o = \bar{A}_{11} \bar{x}_o + \bar{B}_1 u \\ y_1 = \bar{C}_1 \bar{x}_o \end{cases} \quad (2.5-98)$$

由  $(n-l)$  维不能观分状态向量  $\bar{x}_{\bar{o}}$  构成了不能观子系统

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_{\bar{o}} = \bar{A}_{21} \bar{x}_o + \bar{A}_{22} \bar{x}_{\bar{o}} + \bar{B}_2 u \\ y_2 = 0 \end{cases} \quad (2.5-99)$$

因此有  $y=y_1$ 。按能观性分解以后的线性系统结构图如图 2.5-3 所示。可见, 系统按能观性分解的所有结论都对偶于系统按能控性分解的结果, 当然也有与按能控性分解对应的几个注意点。

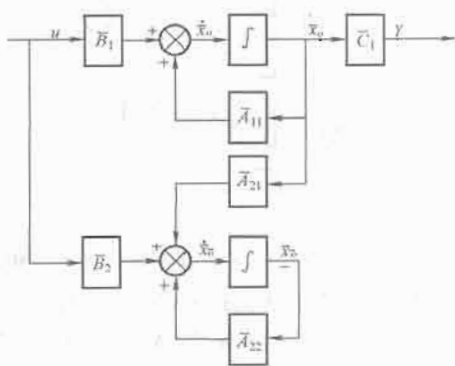


图 2.5-3 按能观性分解以后的线性系统结构图

### 2.6.4 线性定常系统的结构规范分解

#### 2.6.4.1 系统的结构规范分解

对于既不能控又不能观的线性定常系统, 可以先按能控

性分解成能控子系统与不能控子系统, 然后再分别进行按能观性分解; 或者相反, 先按能观性分解成能观子系统与不能观子系统, 然后再分别进行按能控性分解。总之, 一般地可以将系统分解为能控能观、能控不能观、不能控能观、不能控不能观 4 个子系统, 即通过非奇异线性变换, 得到如下的结构分解规范表达式

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_{co} \\ \dot{\bar{x}}_{c\bar{o}} \\ \dot{\bar{x}}_{\bar{c}o} \\ \dot{\bar{x}}_{\bar{c}\bar{o}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & 0 & \cdots & \bar{A}_{13} & 0 \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} & \cdots & \bar{A}_{23} & \bar{A}_{24} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \bar{A}_{33} & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & \bar{A}_{43} & \bar{A}_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_{co} \\ \bar{x}_{c\bar{o}} \\ \vdots \\ \bar{x}_{\bar{c}o} \\ \bar{x}_{\bar{c}\bar{o}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y = [\bar{C}_1 \quad 0 \quad \cdots \quad \bar{C}_3 \quad 0] \begin{bmatrix} \bar{x}_{co} \\ \bar{x}_{c\bar{o}} \\ \vdots \\ \bar{x}_{\bar{c}o} \\ \bar{x}_{\bar{c}\bar{o}} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-100)$$

式中:  $\bar{x}_{co}$  为  $n_1$  维能控能观分状态向量;  $\bar{x}_{c\bar{o}}$  为  $n_2$  维能控不能观分状态向量;  $\bar{x}_{\bar{c}o}$  为  $n_3$  维不能控能观分状态向量;  $\bar{x}_{\bar{c}\bar{o}}$  为  $n_4$  维不能控不能观分状态向量, 并有  $n_1+n_2+n_3+n_4=n$ 。显然,  $\bar{x}_{co}$ 、 $\bar{x}_{c\bar{o}}$ 、 $\bar{x}_{\bar{c}o}$  和  $\bar{x}_{\bar{c}\bar{o}}$  分别构成能控能观、能控不能观、不能控能观和不能控不能观子系统。

其规范分解以后的线性系统结构图如图 2.5-4 所示, 其中方框  $\Sigma_{xy}$  ( $x=c, \bar{c}; y=o, \bar{o}$ ) 表示了积分器与对应子系统系统矩阵的组合, 即正向通道为积分器, 正反馈通道为子系统对应的系统矩阵  $A_{ii}$ 。

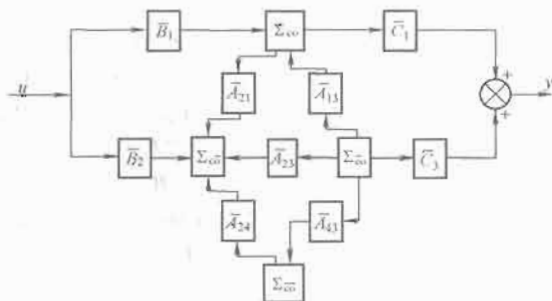


图 2.5-4 规范分解以后的线性系统结构图

#### 2.6.4.2 规范分解与系统传递函数矩阵

从上述规范分解的系统结构图可以看出:  $\Sigma_{co}$  只有信号进入而无信号输出, 它与系统的输入信号  $u$  发生关系, 与系统的输出信号  $y$  不发生关系, 故为系统的能控但不能观测部分;  $\Sigma_{c\bar{o}}$  只有信号输出而无信号进入, 它与系统的输出信号  $y$  发生关系, 与系统的输入信号  $u$  不发生关系, 故为系统的能观但不能控部分;  $\Sigma_{\bar{c}o}$  虽然有信号进入和信号输出, 但进入的信号来自  $\Sigma_{co}$ , 与系统的输入信号  $u$  仍不发生关系, 输出的信号只进入  $\Sigma_{\bar{c}\bar{o}}$ , 与系统的输出信号  $y$  仍不发生关系, 所以为系统的既不能控又不能观部分; 只有  $\Sigma_{\bar{c}\bar{o}}$ , 既与系统的输入信号  $u$  发生关系, 又与系统的输出信号  $y$  发生关系, 故为系统的能控能观部分。而且  $\Sigma_{co}$  建立了唯一的由系统输入  $u$  到系统输出  $y$  的传递通道, 因此反映线性系统输出—输入关系的传递函数矩阵只能通过能控能观子系统  $\Sigma_{co}$  得到, 或者说, 系统的传递函数矩阵只反映了系统中既能控又能观那一部分的输出—输入关系。用数学关系式描述就是

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B = \bar{C}_1(sI - \bar{A}_{11})\bar{B}_1 = G_{co}(s) \quad (2.5-101)$$

从这里可以进一步体会到系统的状态空间描述比它的输出一输入描述(传递函数矩阵)具有明显的优越性,它能反映线性系统的全部内在结构和外部特性,除了传递函数矩阵能反映的既能控又能观部分外,还包括能控不能观部分、不能控能观部分以及不能控不能观部分。

### 3 线性定常系统的综合

#### 3.1 系统的综合问题

##### 3.1.1 系统综合问题的概念

系统的综合或设计是系统分析的逆命题,在前面的系统分析中,所面对的是已知系统的结构(包括系统的参数)以及对系统施加的控制作用,所研究的是系统的定性行为(如系统的稳定性、能控性、能观性等)和定量的变化规律(如系统的状态运动轨迹、输出响应等)。而系统的综合或设计问题是在给定被控对象的情况下,已知对系统运动形式或性能指标的具体要求,所研究的是如何通过确定系统的控制规律(包括确定控制器的结构及参数,确定施加于系统的控制作用等),来满足系统所预期的性能指标。

一般地说,系统的综合和设计存在概念上的区别。系统综合主要考虑在工程可实现或可行的前提下,确定控制规律,主要是原理性的;而系统设计,则还必须考虑控制规律的实际物理实现问题,如控制器实际电路的选择,元器件参数及规格的选用、确定等。这里主要讨论系统的综合问题。

##### 3.1.2 系统综合问题的类型

通常系统控制的形式有开环控制和闭环控制(即反馈控制)两种,由于反馈控制在抗扰动和抗参数变动等方面较非反馈控制具有明显的优势,所以一般的系统总是采用反馈控制的形式。这里也主要介绍利用反馈控制的系统综合问题。

另外,综合问题中的性能指标一般可分为非优化型性能指标和优化型性能指标两种类型。对于非优化型性能指标,可以有如下几种提法。

1) 以一组期望的闭环系统极点作为性能指标,相应的综合问题称为极点配置问题。

2) 以系统在平衡点渐近稳定作为性能指标,相应的综合问题称为镇定问题。

3) 以使系统的输出无静差地跟踪外部给定信号作为性能指标,相应的综合问题称为渐近跟踪问题。

4) 以使一个多输入—多输出(MIMO)系统变为“一个输入量只控制一个输出量,一个输出量只受一个输入量的控制”作为目标,相应的综合问题称为解耦控制问题。

所谓优化型性能指标,就是使得描述系统性能或品质的某些“指标”在一定意义下达到最优值,如最少时间控制使达到既定目标所花的时间最少,最少能耗控制使完成既定任务所消耗的能量最少等。对于线性系统,有取关于状态  $x$  和控制  $u$  的二次型积分性能指标,即

$$J[u(t)] = \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (2.5-102)$$

系统综合的任务就是确定最优控制量  $u^*(t)$ ,使对应的性能指标  $J[u^*(t)]$  最小。 $J[u(t)]$  也称目标函数,其中,加权矩阵  $Q$  为对称半正定矩阵,  $R$  为对称正定矩阵。目标函数式(2.5-102)的物理意义是明显的,积分号下的第一项表示控制过程中状态变量的偏差,第二项表示控制量的功率,所以可以把上述目标函数解释为控制过程中使状态变量的偏差总和与消耗的能量按既定的权重总体最小。通常,把按优化指标确定的控制  $u^*(t)$  称为最优控制,按目标函数式(2.5-102)的

系统综合问题是线性二次型最优控制问题,即 LQ 调节器问题

##### 3.1.3 系统综合在工程实现中的一些问题

在系统综合中,除了为了满足系统所预期的性能指标确定系统的控制规律外,还有一些为了控制系统的工程实现而提出的问题,主要有:

(1) 状态反馈的实现问题。在现代控制理论框架下,几乎所有的系统综合问题都离不开状态反馈控制,但是往往很难在实际上通过直接量测获取系统的全部状态变量,从而形成了状态反馈的必要与实现的困难之间的矛盾。通过状态观测器实现对状态的重构,是解决这一矛盾的重要方法。

(2) 外部扰动影响的扼制问题。外部扰动信号对系统性能的影响是控制系统实际运行面临的重要问题,在跟踪系统中,扰动将对控制系统的跟踪精度产生直接的影响。因此,如何有效地扼制外部扰动信号对系统性能的影响,提高控制系统的控制精度是系统综合必须要考虑的问题。

(3) 系统模型的不准确和系统参数的摄动问题。系统综合是在被控对象精确的数学模型的基础上进行的,但是,由于建模过程中不可避免的简化处理以及环境变化等因素引起的模型参数的摄动,使被控对象的数学模型与实际系统存在一定的差别,按此模型综合得到的系统控制有可能达不到预期的控制性能指标,严重的还会导致系统不能正常运行。通常,通过控制系统的鲁棒性分析及设计来解决这类问题。

#### 3.2 状态反馈及极点配置

##### 3.2.1 状态反馈控制系统的基本结构

###### 3.2.1.1 状态反馈控制系统的构成

状态反馈控制是一种最基本的控制方法,它将受控系统  $\Sigma_0$  的每一个状态变量通过相应的反馈系数反馈到输入端,与参考输入相比较构成受控系统的控制。

考虑如下受控系统  $\Sigma_0$ :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-103)$$

式中:  $x$  为  $n$  维状态向量;  $u$  为  $p$  维控制向量;  $y$  为  $q$  维输出向量;  $A$ 、 $B$ 、 $C$  分别为相应维数的系统矩阵、输入矩阵和输出矩阵。

取系统的控制作用为

$$u = -Kx + v \quad (2.5-104)$$

式中:  $K$  为由相应的反馈系数组成的状态反馈矩阵,它的维数为  $p \times n$ ;  $v$  为  $p$  维外界参考输入向量。当  $v=0$  时,为调节器问题,当  $v$  是确定性向量函数时,为跟踪问题。可见状态反馈控制系统的结构原理图如图 2.5-5 所示,其中负号表示是状态的负反馈。将式

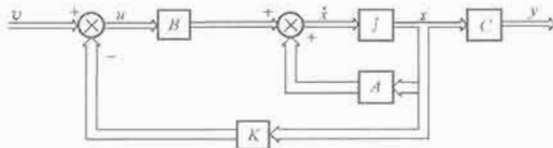


图 2.5-5 状态反馈控制系统的结构原理图

式(2.5-104)的控制作用代入系统式(2.5-103),得状态反馈控制系统(也称闭环系统)的数学描述为

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BK)x + Bv \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-105)$$

显然,这时系统的系统矩阵由  $A$  变成了  $(A - BK)$ ,上述闭环系统齐次状态方程的解为

$$x(t) = e^{(A-BK)t}x(0) \quad (2.5-106)$$

式中:  $x(0)$  为外部干扰引起的初始状态。系统的稳态响应特性将由闭环系统矩阵  $(A-BK)$  的特征值决定, 如果矩阵  $K$  选取适当, 则可使矩阵  $(A-BK)$  构成一个渐近稳定矩阵, 此时对所有的  $x(0) \neq 0$ , 当  $t \rightarrow \infty$  时, 都可使  $x(t) \rightarrow 0$ 。通常称矩阵  $(A-BK)$  的特征值为闭环系统极点(简称闭环极点)。如果所有的闭环极点均位于  $S$  的左半平面, 则当  $t \rightarrow \infty$  时, 有  $x(t) \rightarrow 0$ ; 另一方面, 闭环极点在  $S$  平面的位置也决定了系统响应的快慢。因此, 一个好的状态反馈系统应该是极点可以任意配置的, 我们将这种使闭环系统的极点任意配置到所期望位置的问题, 称为极点配置问题。一个极点可以任意配置的状态反馈系统使得有可能通过调整状态反馈矩阵  $K$  改变系统的极点, 从而适应对系统动态性能的要求。

### 3.2.1.2 状态反馈控制系统的特性

(1) 状态反馈控制不会改变系统的能控性。这是因为: 对于原系统  $\Sigma(A, B, C)$ , 有能控性矩阵  $S_c = [B \ AB \ \cdots \ A^{n-1}B]$ ; 而对于状态反馈系统  $\Sigma_k(A-BK, B, C)$ , 有能控性矩阵  $S_{ck} = [B(A-BK)B \ \cdots \ (A-BK)^{n-1}B]$ 。比较  $S_c$  和  $S_{ck}$  可知, 第一分块  $B$  相同; 第二分块  $(A-BK)B = AB - B(KB)$ , 其中  $KB$  为一常数矩阵, 因此  $(A-BK)B$  的列可由  $[B \ AB]$  的列线性组合得到; 同理, 第三分块  $(A-BK)^2B = A^2B - AB(KB) - B(KAB) + B(KBK B)$ , 它的列可由  $[B \ AB \ A^2B]$  的列线性组合得到, 依次类推, 有  $\text{rank} S_c = \text{rank} S_{ck}$ 。

(2) 状态反馈有可能改变系统的能观性。例如单输入-单输出系统, 状态反馈能改变系统的极点分布, 但不会影响系统的零点分布, 这样就有可能使传递函数出现零、极点相消现象。使系统不再是既能控又能观的, 前面已说明状态反馈不改变系统的能控性, 所以只能是影响系统的能观性了。

### 3.2.2 状态反馈控制系统极点任意配置的条件

结论: 一个线性定常系统可通过线性状态反馈任意地配置它的全部极点的充要条件是原受控系统  $\Sigma_0$  完全能控。

先看充分性(考虑单输入情况): 假设原受控系统  $\dot{x} = Ax + Bu$  能控, 则必存在非奇异线性变换  $x = P^{-1}\bar{x}$ , 把原系统化为能控标准形

$$\bar{A} = PAP^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix}, \quad \bar{b} = Pb = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

引入状态反馈控制  $u = v - \bar{k}\bar{x}$ , 其中  $\bar{k} = [\bar{k}_1 \ \bar{k}_2 \ \cdots \ \bar{k}_n]$ , 得闭环系统  $\dot{\bar{x}} = (\bar{A} - \bar{b}\bar{k})\bar{x} + \bar{b}v$ 。它的系统矩阵为

$$\begin{aligned} \bar{A} - \bar{b}\bar{k} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [\bar{k}_1 \ \bar{k}_2 \ \cdots \ \bar{k}_n] \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & 1 \\ -a_n - \bar{k}_1 & -a_{n-1} - \bar{k}_2 & \cdots & -a_1 - \bar{k}_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5-107)$$

仍为能控标准形。它的特征方程为

$$\begin{aligned} \det[sI - (\bar{A} - \bar{b}\bar{k})] &= \det \begin{bmatrix} s & & & -1 \\ & \ddots & & \\ & & \ddots & \\ & & & s \\ a_n + \bar{k}_1 & a_{n-1} + \bar{k}_2 & \cdots & s + (a_1 + \bar{k}_n) \end{bmatrix} \\ &= s^n + (a_1 + \bar{k}_n)s^{n-1} + \cdots + (a_{n-1} + \bar{k}_2)s + (a_n + \bar{k}_1)s^0 = 0 \end{aligned} \quad (2.5-108)$$

$\bar{k} = [\bar{k}_1, \bar{k}_2, \cdots, \bar{k}_n]$  是状态反馈的权系数向量, 可以任意取, 使上述特征方程的各项系数都可以任意独立地设置, 致使其根可以任意变化, 即上述闭环系统的极点可以任意配置。

再看必要性: 设系统不能控, 可通过非奇异变换  $x = P^{-1}\bar{x}$  实现按能控性分解

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ 0 & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_c \\ \bar{x}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{b}_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.5-109)$$

对该系统实现状态反馈控制  $\bar{k} = [\bar{k}_1 \ \bar{k}_2]$ , 闭环系统的系统矩阵为

$$\begin{aligned} \bar{A} - \bar{b}\bar{k} &= \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ 0 & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{b}_1 \\ 0 \end{bmatrix} [\bar{k}_1 \ \bar{k}_2] \\ &= \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} - \bar{b}_1\bar{k}_1 & \bar{A}_{12} - \bar{b}_1\bar{k}_2 \\ 0 & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5-110)$$

系统的特征方程为

$$\begin{aligned} \det[sI - (\bar{A} - \bar{b}\bar{k})] &= \det \begin{bmatrix} sI + \bar{A}_{11} + \bar{b}_1\bar{k}_1 & -\bar{A}_{12} + \bar{b}_1\bar{k}_2 \\ 0 & sI - \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \\ &= \det(sI - \bar{A}_{11} + \bar{b}_1\bar{k}_1) \cdot \det(sI - \bar{A}_{22}) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2.5-111)$$

分别有  $\det(sI - \bar{A}_{11} + \bar{b}_1\bar{k}_1) = 0$  和  $\det(sI - \bar{A}_{22}) = 0$ 。第一个方程的根是能控子系统的极点, 可通过状态反馈的权系数向量  $\bar{k}_1$  任意配置; 第二个方程的根是不能控子系统的极点, 其值显然不受状态反馈的影响, 即不能通过状态反馈对这部分极点实现任意配置。

### 3.2.3 状态反馈极点配置的算法(单输入的情况)

考虑能控的单输入系统  $\Sigma_0$

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-112)$$

式中:  $x$  为  $n$  维状态向量;  $u$  为输入标量;  $y$  为  $q$  维输出向量;  $A$ 、 $b$ 、 $C$  分别为  $n \times n$ 、 $n \times 1$ 、 $q \times n$  矩阵。

状态反馈控制为

$$u = v - kx \quad (2.5-113)$$

式中:  $k$  为  $1 \times n$  状态反馈矩阵,  $v$  是参考输入, 为标量。于是状态反馈控制系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - bK)x + bv \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-114)$$

其特征多项式为

$$f(s) = \det[sI - (A - bK)] \quad (2.5-115)$$

若根据控制系统性能的要求, 确定出其期望的极点为  $p_1$ 、 $p_2$ 、 $\cdots$ 、 $p_{n-1}$ 、 $p_n$ , 则控制系统期望的特征多项式为

$$\hat{f}(s) = \prod_{i=1}^n (s - p_i) \quad (2.5-116)$$

显然有

$$f(s) = \hat{f}(s) \quad (2.5-117)$$

状态反馈矩阵  $k$  可由式(2.5-117)中  $s$  的同次幂的系数相等求得。当然这时要求解  $n$  个联立方程, 系统阶次高时会较麻烦。

也可以先将原受控系统通过非奇异线性变换  $x = P^{-1}\hat{x}$  化为能控标准形的形式  $\dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + \hat{b}u$ , 引入状态反馈控制  $u = v - \hat{k}\hat{x}$ , 这时由于系统的系统矩阵  $\hat{A}$  和输入矩阵  $\hat{b}$  分别为

$$\hat{A} = PAP^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \cdots & -a_1 \end{bmatrix}$$

$$\hat{b} = Pb = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

系统的开环特征多项式为

$$\det[sI - \hat{A}] = s^n + a_1 s^{n-1} + \cdots + a_{n-1} s + a_n \quad (2.5-118)$$

而闭环系统的系统矩阵和输入矩阵分别为

$$\hat{A} - \hat{b}\hat{k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & 1 \\ -a_n - \hat{k}_1 & -a_{n-1} - \hat{k}_2 & \cdots & -a_1 - \hat{k}_n \end{bmatrix}$$

$$\hat{b} = Pb = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

系统的闭环特征多项式为

$$\varphi(s) = \det[sI - (\hat{A} - \hat{b}\hat{k})]$$

$$= s^n + (a_1 + \hat{k}_n) s^{n-1} + \cdots + (a_{n-1} + \hat{k}_2) s + (a_n + \hat{k}_1) \quad (2.5-119)$$

可见根据开环、闭环特征多项式的各项系数, 很容易求得状态反馈权系数向量  $\hat{k}$ 。这是因为: 由对系统特性的要求, 可得到期望的闭环系统特征多项式

$$\varphi^*(s) = \prod_{i=1}^n (s - p_i^*) = s^n + a_1^* s^{n-1} + \cdots + a_{n-1}^* s + a_n^* \quad (2.5-120)$$

由  $\varphi(s) = \varphi^*(s)$ , 有

$$a_i + \hat{k}_{n-i+1} = a_i^* \quad (2.5-121)$$

而  $a_i$  在开环特征多项式中已知, 所以  $\hat{k}_{n-i+1}$  很容易得到为

$$\hat{k}_{n-i+1} = a_i^* - a_i \quad (2.5-122)$$

当然求出的状态反馈权系数向量  $\hat{k}$ , 还需要经反变换得到在原状态空间的值  $k$

$$k = \hat{k}P \quad (2.5-123)$$

多输入系统的极点配置问题较单输入系统复杂, 不在此处展开, 读者可参阅有关书籍。

### 3.2.4 输出反馈控制

输出量通常总是可以量测的, 所以输出反馈控制容易构成反馈控制系统, 这是输出反馈控制的优点。但是从线性系

统的输出方程可知, 输出量可视为状态量的线性组合, 所以输出反馈可视为一种受限制的状态反馈, 可以想像它的控制特性与状态反馈是有区别的。

按反馈量的落点不同, 输出反馈有两种形式。

#### 3.2.4.1 把输出反馈引入到状态量微分处

这种输出反馈的形式如图 2.5-6 所示, 可知这时闭环控制系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu - Hy = (A - HC)x + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-124)$$

式中:  $H$  为  $n \times q$  输出反馈矩阵。

这种输出反馈控制也能任意地配置系统的极点, 但其前提条件是原受控系统完全能观。这是由于如果原系统  $\Sigma(A, B, C)$  能观, 按照对偶性原理, 它的对偶系统  $\Sigma(A^T, C^T, B^T)$  能控, 即系统

$$\begin{cases} \dot{z} = A^T z + C^T v \\ w = B^T z \end{cases} \quad (2.5-125)$$

能控, 对系统式(2.5-125)可通过状态反馈  $v = v' - H^T z$  构成极点可任意配置的状态反馈控制系统

$$\begin{cases} \dot{z} = (A^T - C^T H^T) z + C^T v' \\ w = B^T z \end{cases} \quad (2.5-126)$$

即其系统矩阵  $(A^T - C^T H^T)$  的特征值可以通过  $H^T$  任意配置, 显然它的转置矩阵  $(A - HC)$  的特征值可以通过  $H$  任意配置。由式(2.5-124),  $(A - HC)$  是输出反馈系统的系统矩阵, 可见当原系统能观时, 输出反馈系统(输出反馈引入到状态量微分处)的极点是可以任意配置的。而反馈矩阵  $H$  的求取方法完全可参照状态反馈控制系统状态反馈矩阵  $K$  的求取方法。

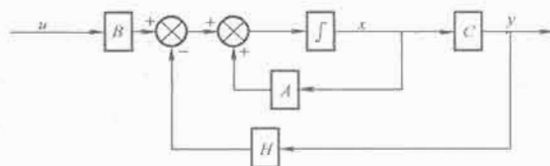


图 2.5-6 输出反馈引入到状态量微分处的输出反馈控制系统

#### 3.2.4.2 把输出反馈引入到系统输入端

这种输出反馈的形式如图 2.5-7 所示, 即  $u = v - Hy = v - HCx$ , 其中,  $H$  为  $p \times q$  输出反馈矩阵。可知这时闭环控制系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B(v - Hy) = (A - BHC)x + Bv \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-127)$$

对于这种输出反馈系统, 一般是不能任意配置系统的全部极点的。这从单输入—单输出系统的分析中得以验证。

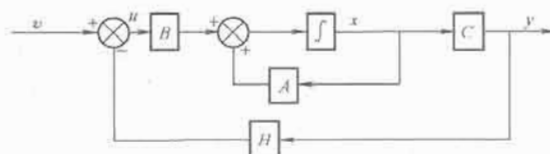


图 2.5-7 输出反馈引入到系统输入端的输出反馈控制系统

考虑单输入—单输出受控系统(即开环系统)

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bu \\ y = cx \end{cases} \quad (2.5-128)$$

开环系统的特征多项式为



$$\alpha(s) = \det(sI - A)$$

引入输出反馈至系统输入端, 即  $u = v - hy = v - hc x$ , 闭环系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + b(v - hy) = (A - bhc)x + bv \\ y = cx \end{cases} \quad (2.5-129)$$

闭环系统的传递函数为

$$G_b(s) = c(sI - A + bhc)^{-1}b \quad (2.5-130)$$

其中系统的特征多项式为

$$\begin{aligned} \varphi(s) &= \det(sI - A + bhc) \\ &= \det(sI - A) \times \det[I + (sI - A)^{-1}bhc] \end{aligned} \quad (2.5-131)$$

应用关系式  $\det[I + G_2(s)G_1(s)] = \det[I + G_1(s)G_2(s)]$ , 进一步可得

$$\varphi(s) = \det(sI - A) \times [1 + hc(sI - A)^{-1}b] \quad (2.5-132)$$

式(2.5-132)右边的两个因子中, 令第一个因子  $\det(sI - A) = \alpha(s)$ , 显然  $\alpha(s) = 0$  的根为原受控系统的极点, 即开环系统极点; 第二个因子的  $c(sI - A)^{-1}b$  部分是受控系统的传递函数(开环系统传递函数), 可写为

$$c(sI - A)^{-1}b = \frac{\beta(s)}{\alpha(s)} \quad (2.5-133)$$

其中,  $\beta(s) = \text{cadj}(sI - A)b$  是开环系统传递函数的分子多项式, 显然  $\beta(s) = 0$  的根为原受控系统的零点, 即开环系统零点。因此闭环系统特征多项式(2.5-132)可写为

$$\varphi(s) = \alpha(s) \left[ 1 + h \frac{\beta(s)}{\alpha(s)} \right] = \alpha(s) + h\beta(s) \quad (2.5-134)$$

而闭环特征方程

$$\varphi(s) = \alpha(s) + h\beta(s) = 0 \quad (2.5-135)$$

的根为闭环系统极点。h 变化时能否使闭环系统极点任意变化? 即能否通过改变 h 任意地配置闭环系统的极点? 由系统的根轨迹法, 开环传递函数为  $G(s)H(s) = k \frac{B(s)}{A(s)}$  的闭环系统特征方程为  $1 + G(s)H(s) = 1 + k \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{A(s) + kB(s)}{A(s)} = 0$ ,

亦即

$$A(s) + kB(s) = 0 \quad (2.5-136)$$

的根就是系统的闭环极点, 其中, k 为某一可变参数, 通常是系统的开环增益。当 k 值从  $-\infty$  到  $+\infty$  变化时, 系统的闭环极点沿称为根轨迹的一定线段变化, 这些线段起源于系统的开环极点  $[A(s) = 0 \text{ 的根}]$ , 终止于开环零点  $[B(s) = 0 \text{ 的根}]$ 。对应式(2.5-135)和式(2.5-136)可知, 当 h 变化时, 输出反馈控制系统的极点也仅仅限于从原受控系统的极点  $[\alpha(s) = 0 \text{ 的根}]$  出发而终止于原受控系统零点  $[\beta(s) = 0 \text{ 的根}]$  的一些线段上。可见, 无论 h 值如何变化, 如式(2.5-129)所示的输出反馈控制系统的极点不可能在整个 S 平面上变化, 也即不可能任意地配置系统的全部极点。

对于这类输出反馈控制系统的极点配置问题, 也已得出一些有意义的研究成果。

1) 对于 n 维能控能观系统, 如果  $\text{rank} B = p$ ,  $\text{rank} C = q$ , 则可对  $\min(n, p+q-1)$  个闭环极点实现“任意接近”的配置。

2) 如要对全部极点实现任意配置, 可以在引入上述输出反馈的同时, 引入附加的补偿器(并联的或串联的)。

从上面的介绍可以认识到, 状态反馈是系统结构信息的完全反馈, 而输出反馈是系统结构信息的不完全反馈。所以, 从反馈系统的结构特性看应该是状态反馈优于输出

反馈。

输出反馈控制对系统能控、能观性的影响有如下两点结论。

1) 输出反馈(引入到输入端)不改变系统的能控性。只要把式(2.5-127)中系统矩阵  $(A - BHC)$  的 HC 看成是等效的状态反馈矩阵 K, 由于状态反馈控制不会改变系统的能控性, 显然将输出引入到输入端的输出反馈控制也不改变系统的能控性。

2) 输出反馈控制不改变系统的能观性。这是由于原受控系统  $\Sigma(A, B, C)$  的能观性矩阵  $S_o = [C^T A^T C^T \cdots (A^T)^{n-1} C^T]^T$ ; 而对于输出反馈系统  $\Sigma(A - BHC, B, C)$ , 有能观性矩阵  $S_{oa} = \{C^T (A - BHC)^T C^T \cdots [(A - BHC)^T]^{n-1} C^T\}$ 。比较  $S_o$  和  $S_{oa}$  可知,  $S_{oa}$  的每一分块的行由  $S_o$  相应分块的行线性组合而成, 所以  $S_{oa}$  可以看作是  $S_o$  经初等变换的结果, 而初等变换不改变矩阵的秩, 因此系统的能观性不变。

### 3.3 系统镇定问题

系统的渐近稳定是系统正常工作的必要前提, 系统的镇定问题就是设法使系统渐近稳定。对于线性定常系统  $\Sigma(A, B, C)$ , 如果可以找到状态反馈(或输出反馈)使闭环系统渐近稳定, 则称系统  $\Sigma(A, B, C)$  是状态反馈(或输出反馈)可镇定的。

系统渐近稳定对应于系统全部极点位于左半 S 平面, 所以系统镇定的目标是通过状态反馈(或输出反馈)将系统的全部极点分布在左半 S 平面, 而不要求将极点配置在任意指定的期望位置上, 因此系统的镇定问题实际上是系统极点配置的一种特殊情况。

#### 3.3.1 状态反馈镇定

##### 3.3.1.1 状态反馈可镇定条件

一个完全能控的系统肯定是状态反馈可镇定的, 因为能控系统的所有极点都能通过状态反馈实现任意配置, 那么总可以将系统的全部极点配置到左半 S 平面。而一个不能控的线性定常连续系统通过状态反馈实现镇定的充要条件是系统的不能控部分渐近稳定。这是因为: 按照系统结构分解的概念, 对于一个不完全能控的系统  $\Sigma(A, B, C)$ , 通过非奇异变换  $x = P^{-1}\bar{x}$  可将其分解为能控和不能控两部分

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_c \\ \dot{\bar{x}}_c^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ 0 & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_c \\ \bar{x}_c^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y = [\bar{C}_1 \quad \bar{C}_2] \begin{bmatrix} \bar{x}_c \\ \bar{x}_c^- \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-137)$$

式中:  $\bar{x}_c$  为 r 维能控分状态向量;  $\bar{x}_c^-$  为  $(n-r)$  维不能控分状态向量。对于原状态空间的系统的状态反馈  $K = [K_1 \quad K_2]$ , 在变换后的状态空间可表示为  $\bar{K} = KP^{-1} = [\bar{K}_1 \quad \bar{K}_2]$ , 可得状态反馈系统的特征多项式为

$$\begin{aligned} \det(sI - A + BK) &= \det(sI - \bar{A} + \bar{B}\bar{K}) \\ &= \det \begin{bmatrix} sI - \bar{A}_{11} + \bar{B}_1 \bar{K}_1 & -\bar{A}_{12} + \bar{B}_1 \bar{K}_2 \\ 0 & sI - \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \\ &= \det(sI - \bar{A}_{11} + \bar{B}_1 \bar{K}_1) \cdot \det(sI - \bar{A}_{22}) \end{aligned} \quad (2.5-138)$$

可见对于能控子系统必存在  $\bar{K}_1$  使  $(\bar{A}_{11} - \bar{B}_1 \bar{K}_1)$  的特征值具有负实部, 但  $\bar{K}$  的任何取值都不影响不能控子系统的特征值分布, 它仍由  $\bar{A}_{22}$  决定。因此, 当且仅当  $\bar{A}_{22}$  的特征值均具有负实部, 即不能控子系统为渐近稳定时, 整个系统才是状态反馈能镇定的。



## 3.3.1.2 状态反馈镇定算法

算法的目的是通过状态反馈将位于右半闭 \$S\$ 平面上的极点调整到左半开 \$S\$ 平面, 严密的算法应该是:

1) 把原系统 \$\Sigma(A, B, C)\$ 按能控性分解, 即进行非奇异变换 \$\bar{x} = P^{-1}x\$, 得出如式(2.5-137)所表示的能控子系统和不能控子系统两部分, 判别可镇定性, 并求出实现系统分解的变换阵 \$P\$。

2) 对能控子系统

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_c = \bar{A}_{11} \bar{x}_c + \bar{A}_{12} \bar{x}_{co} + \bar{B}_1 u \\ y_1 = \bar{C}_1 \bar{x}_c \end{cases} \quad (2.5-139)$$

进行非奇异变换 \$\bar{x}\_c = Q \tilde{x}\_c\$ 将其化为对角型(约当型), 得

$$\tilde{A}_c = Q^{-1} \bar{A}_1 Q = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{c1} & 0 \\ 0 & \tilde{A}_{c2} \end{bmatrix}, \tilde{B}_c = Q^{-1} \bar{B}_1 = \begin{bmatrix} \tilde{B}_1 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} \quad (2.5-140)$$

式中: \$\tilde{A}\_{c1}\$ 为 \$n\_1 \times n\_1\$ 矩阵, 且全部特征值(对角元素)都大于等于 0(右半闭 \$S\$ 平面); \$\tilde{A}\_{c2}\$ 为 \$n\_2 \times n\_2\$ 矩阵, 且全部特征值(对角元素)都小于 0(左半开 \$S\$ 平面)。

3) 利用状态反馈极点配置算法, 求 \$n\_1 \times p\$ 反馈矩阵 \$\tilde{K}\_1\$ 使 \$(\tilde{A}\_{c1} - \tilde{B}\_1 \tilde{K}\_1)\$ 的特征值均具有负实部(位于左半开 \$S\$ 平面)。

4) 通过反变换求出原系统的状态反馈矩阵

$$K = [\tilde{K}_1 \ 0] Q^{-1} P \quad (2.5-141)$$

上述算法虽然严密, 但过于复杂。通常可以在左半开 \$S\$ 平面任意指定一些期望的极点位置, 利用状态反馈极点配置算法进行系统镇定计算。

## 3.3.2 输出反馈镇定

输出反馈镇定也有两种不同的结构形式。

## 3.3.2.1 把输出反馈引入到状态量微分处实现系统镇定

对于这种输出反馈的形式, 其系统可镇定的充要条件是系统不能观子系统渐近稳定。这是因为: 按照系统结构分解的概念, 对于一个不完全能观的系统 \$\Sigma(A, B, C)\$, 通过非奇异变换 \$\bar{x} = P^{-1}x\$ 将其分解为能观和不能观两部分

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_o \\ \dot{\bar{x}}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & 0 \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_o \\ \bar{x}_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix} u \\ y = [\bar{C}_1 \ 0] \begin{bmatrix} \bar{x}_o \\ \bar{x}_{co} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-142)$$

式中: \$\bar{x}\_o\$ 为 \$l\$ 维能观分状态向量; \$\bar{x}\_{co}\$ 为 \$(n-l)\$ 维不能观分状态向量。对于原状态空间的系统的输出反馈 \$\bar{H} = [H\_1 \ H\_2]^T\$, 在变换后的状态空间可表示为 \$\bar{H} = PH = [\bar{H}\_1 \ \bar{H}\_2]^T\$, 可得输出反馈系统的特征多项式为

$$\begin{aligned} \det(sI - A + HC) &= \det(sI - \bar{A} + \bar{H}\bar{C}) \\ &= \det \begin{bmatrix} sI - \bar{A}_{11} + \bar{H}_1 \bar{C}_1 & 0 \\ -\bar{A}_{21} + \bar{H}_2 \bar{C}_1 & sI - \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \\ &= \det(sI - \bar{A}_{11} + \bar{H}_1 \bar{C}_1) \cdot \det(sI - \bar{A}_{22}) \end{aligned} \quad (2.5-143)$$

可见引入输出反馈矩阵 \$\bar{H}\$, 只影响能观子系统特征值的分布, 即存在 \$\bar{H}\_1\$ 使 \$(\bar{A}\_{11} - \bar{H}\_1 \bar{C}\_1)\$ 的特征值具有负实部, 而不影响不能观子系统的特征值分布, 它仍由 \$\bar{A}\_{22}\$ 决定。因此, 当且仅当 \$\bar{A}\_{22}\$ 的特征值均具有负实部, 即不能观子系统为渐近稳定时, 整个系统才是输出反馈能镇定的。

## 3.3.2.2 把输出反馈引入到系统输入端实现系统镇定

对于这种输出反馈的形式, 其系统可镇定的充要条件是系统除了既能控又能观子系统外, 其余子系统都是渐近稳定的。这是因为: 按照系统结构规范分解的概念, 对于一个不完全能控又不完全能观的系统 \$\Sigma(A, B, C)\$, 通过非奇异变换可将其分解为如下规范形式

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_{co} \\ \dot{\bar{x}}_{co} \\ \vdots \\ \dot{\bar{x}}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & 0 & \vdots & \bar{A}_{13} & 0 \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} & \vdots & \bar{A}_{23} & \bar{A}_{24} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \vdots & \bar{A}_{33} & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & \bar{A}_{43} & \bar{A}_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_{co} \\ \bar{x}_{co} \\ \vdots \\ \bar{x}_{co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} u \\ y = [\bar{C}_1 \ 0 \ \vdots \ \bar{C}_3 \ 0] \begin{bmatrix} \bar{x}_{co} \\ \bar{x}_{co} \\ \vdots \\ \bar{x}_{co} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-144)$$

式中: \$\bar{x}\_{co}\$ 为 \$n\_1\$ 维能控能观分状态向量; \$\bar{x}\_{co}\$ 为 \$n\_2\$ 维能控不能观分状态向量, \$\bar{x}\_{co}\$ 为 \$n\_3\$ 维不能控能观分状态向量, \$\bar{x}\_{co}\$ 为 \$n\_4\$ 维不能控不能观分状态向量, 并有 \$n\_1 + n\_2 + n\_3 + n\_4 = n\$。对于原状态空间系统的输出反馈矩阵 \$\bar{H}\$ 在变换后的状态空间为 \$\bar{H}\$, 它是 \$p \times q\$ 矩阵。显然在变换后的状态空间中, 闭环系统的系统矩阵为

$$\begin{aligned} \bar{A} - \bar{B}\bar{H}\bar{C} &= \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & 0 & \bar{A}_{13} & 0 \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} & \bar{A}_{23} & \bar{A}_{24} \\ 0 & 0 & \bar{A}_{33} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{A}_{43} & \bar{A}_{44} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{H} [\bar{C}_1 \ 0 \ \bar{C}_3 \ 0] \\ &= \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} - \bar{B}_1 \bar{H} \bar{C}_1 & 0 & \bar{A}_{13} - \bar{B}_1 \bar{H} \bar{C}_3 & 0 \\ \bar{A}_{21} - \bar{B}_2 \bar{H} \bar{C}_1 & \bar{A}_{22} & \bar{A}_{23} - \bar{B}_2 \bar{H} \bar{C}_3 & \bar{A}_{24} \\ 0 & 0 & \bar{A}_{33} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{A}_{43} & \bar{A}_{44} \end{bmatrix} \\ \bar{A} - \bar{B}\bar{H}\bar{C} &= \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & 0 & \bar{A}_{13} & 0 \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} & \bar{A}_{23} & \bar{A}_{24} \\ 0 & 0 & \bar{A}_{33} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{A}_{43} & \bar{A}_{44} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{H} [\bar{C}_1 \ 0 \ \bar{C}_3 \ 0] \\ &= \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} - \bar{B}_1 \bar{H} \bar{C}_1 & 0 & \bar{A}_{13} - \bar{B}_1 \bar{H} \bar{C}_3 & 0 \\ \bar{A}_{21} - \bar{B}_2 \bar{H} \bar{C}_1 & \bar{A}_{22} & \bar{A}_{23} - \bar{B}_2 \bar{H} \bar{C}_3 & \bar{A}_{24} \\ 0 & 0 & \bar{A}_{33} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{A}_{43} & \bar{A}_{44} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5-145)$$

可得输出反馈系统的特征多项式为

$$\begin{aligned} \det(sI - A + BHC) &= \det(sI - \bar{A} + \bar{B}\bar{H}\bar{C}) \\ &= \det \begin{bmatrix} s - \bar{A}_{11} + \bar{B}_1\bar{H}\bar{C}_1 & 0 & -\bar{A}_{13} + \bar{B}_1\bar{H}\bar{C}_3 & 0 \\ -\bar{A}_{21} + \bar{B}_2\bar{H}\bar{C}_1 & s - \bar{A}_{22} & -\bar{A}_{23} + \bar{B}_2\bar{H}\bar{C}_3 & -\bar{A}_{24} \\ 0 & 0 & s - \bar{A}_{33} & 0 \\ 0 & 0 & -\bar{A}_{43} & s - \bar{A}_{44} \end{bmatrix} \\ &= \det(sI - \bar{A}_{11} + \bar{B}_1\bar{H}\bar{C}_1) \det(sI - \bar{A}_{22}) \times \\ &\quad \det(sI - \bar{A}_{33}) \times \det(sI - \bar{A}_{44}) \end{aligned} \quad (2.5-146)$$

式(2.5-146)表明,引入输出反馈矩阵 $\bar{H}$ ,只影响既能控又能观子系统的特征值,即可通过 $\bar{H}$ 使 $(\bar{A}_{11} - \bar{B}_1\bar{H}\bar{C}_1)$ 的特征值具有负实部。而不影响能控不能观子系统的特征值分布,它仍由 $\bar{A}_{22}$ 决定;不影响不能控能观子系统的特征值分布,它仍由 $\bar{A}_{33}$ 决定;也不影响不能控不能观子系统的特征值分布,它仍由 $\bar{A}_{44}$ 决定。因此,当且仅当 $\bar{A}_{22}$ 、 $\bar{A}_{33}$ 、 $\bar{A}_{44}$ 的特征值均具有负实部,即能控不能观子系统、不能控能观子系统、不能控不能观子系统都为渐近稳定时,整个系统才是输出反馈能镇定的。

输出反馈镇定的算法可参照状态反馈镇定算法进行。

### 3.4 系统渐近跟踪问题

#### 3.4.1 系统渐近跟踪问题的描述

考虑线性定常系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Fd \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-147)$$

式中: $d$ 为 $q$ 维确定性外界扰动信号,采用状态反馈控制,使系统输出 $y(t)$ 与给定的某一连续信号 $y_r(t)$ 满足

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [y(t) - y_r(t)] = 0 \quad (2.5-148)$$

则称为系统的渐近跟踪问题。其中 $q$ 维被跟踪的信号, $y_r(t)$ 称为系统参考信号(系统外界给定信号)。为讨论简单,假设它是定常信号,即 $y_r(t) = y_r$ 。上述渐近跟踪问题实际上就是存在外界扰动条件下系统对给定信号的无静差控制问题。

#### 3.4.2 渐近跟踪问题的控制律

通常积分控制作用能有效克服或遏制系统的静差。如果用 $q(t)$ 表示系统误差向量的积分,即

$$q(t) = \int_0^t e(\tau) d\tau = \int_0^t [y(\tau) - y_r] d\tau \quad (2.5-149)$$

则有

$$\dot{q}(t) = y(t) - y_r \quad (2.5-150)$$

将式(2.5-147)和式(2.5-150)组成增广系统

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{q} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_r + \begin{bmatrix} F \\ 0 \end{bmatrix} d \\ y &= [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5-151)$$

按上面的讨论,渐近跟踪问题的控制律应含有误差的积分 $q(t)$ ,所以它由状态反馈与误差积分两部分组成,即

$$\begin{aligned} u &= [-K_x \quad K_q] \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} = -K_x x + K_q q \\ &= -K_x x + K_q \int_0^t [y(\tau) - y_r] d\tau \end{aligned} \quad (2.5-152)$$

式中: $K_x$ 为 $p \times n$ 状态负反馈控制矩阵; $K_q$ 为 $p \times q$ 积分控制矩阵。对于系统渐近跟踪问题的控制律有如下结论:如果控制式(2.5-152)按使增广系统式(2.5-151)状态反馈镇定设计,则原系统在该控制作用下能实现输出对阶跃参考信号的

渐近跟踪。这是因为:将式(2.5-152)代入式(2.5-151),得到增广系统在状态反馈与误差积分控制作用下的闭环系统状态方程

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{q} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \times \\ &\quad [-K_x \quad K_q] \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_r + \begin{bmatrix} F \\ 0 \end{bmatrix} d \\ &= \begin{bmatrix} A - BK_x & BK_q \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} y_r + \begin{bmatrix} F \\ 0 \end{bmatrix} d \end{aligned} \quad (2.5-153)$$

$u$ 使增广闭环系统镇定,就是使上述系统的系统矩阵

$\begin{bmatrix} A - BK_x & BK_q \\ C & 0 \end{bmatrix}$ 的全部特征值都位于左半开 $S$ 平面。对增广闭环系统的状态方程式(2.5-153)两边求导,并注意到系统参考信号 $y_r$ 和外界扰动信号 $d$ 都是常数向量,得

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK_x & BK_q \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ q \end{bmatrix} \quad (2.5-154)$$

由于矩阵 $\begin{bmatrix} A - BK_x & BK_q \\ C & 0 \end{bmatrix}$ 的特征值都位于左半开 $S$ 平面,如式(2.5-154)所示齐次状态方程的解为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.5-155)$$

其中, $\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{q} = 0$ 。由于 $\dot{q}(t) = y(t) - y_r$ ,即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y(t) = y_r \quad (2.5-156)$$

按照系统渐近跟踪问题的概念,系统实现了渐近跟踪。

上面的讨论过程把系统的渐近跟踪问题转化为增广系统的状态反馈镇定问题。那么,增广系统能否通过状态反馈实现镇定呢?首先,前面已经指出,系统的镇定问题实际上是系统极点配置的一种特殊情况,我们把增广系统可镇定的条件放宽为增广系统能控(实际上一个能控的系统一定是可镇定的),则可得出如下结论:设原系统 $\Sigma(A, B, C)$ 能控,并且有 $p \geq q$ (系统输入向量的维数至少等于输出向量的维数),则上述增广系统完全能控的充要条件是

$$\text{rank} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} = n + q \quad (2.5-157)$$

这是因为:增广系统式(2.5-151)的能控性矩阵可写为

$$S_c = \begin{bmatrix} B & AB & A^2B & \cdots & A^{n+q-1}B \\ 0 & CB & CAB & \cdots & CA^{n+q-2}B \end{bmatrix} \quad (2.5-158)$$

它是 $(n+q) \times (n+q)p$ 矩阵,满秩时(秩为 $n+q$ )系统能控。为便于讨论,记

$$S_j = [B \quad AB \quad \cdots \quad A^jB] \quad (2.5-159)$$

由于原系统 $\Sigma(A, B, C)$ 能控,有

$$\text{rank} S_j = n \quad j \geq n-1 \text{ 时} \quad (2.5-160)$$

注意到 $n+q-2 \geq n-1$ (因为 $q \geq 1$ ),所以有

$$\text{rank} S_{n+q-2} = n$$

而式(2.5-158)的 $S_c$ 可写为

$$S_c = \begin{bmatrix} B & AS_{n+q-2} \\ 0 & CS_{n+q-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & S_{n+q-2} \\ I & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5-161)$$

其中, $(n+p) \times (n+q)p$ 矩阵 $\begin{bmatrix} 0 & S_{n+q-2} \\ I & 0 \end{bmatrix}$ 是满秩的,其秩为 $n+p$ ,为保证 $S_c$ 满秩,则要求 $(n+q) \times (n+p)$ 矩阵 $\begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix}$ 满秩,即其秩满足式(2.5-157)的要求。

可见, 如果原系统  $\Sigma(A, B, C)$  能控, 且满足  $\text{rank} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} = n+q$ , 则上述增广系统式(2.5-151)是能控的, 当然它一定是可镇定的; 而对增广系统按状态反馈镇定设计时, 原系统就实现了输出对于阶跃参考信号的渐近跟踪。

### 3.5 系统解耦控制问题

#### 3.5.1 解耦控制的概念

对于多输入—多输出系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-162)$$

式中:  $x$  为  $n$  维状态向量;  $u$  为  $p$  维控制向量;  $y$  为  $q$  维输出向量;  $A$ 、 $B$ 、 $C$  分别为相应维数的系统矩阵、控制矩阵、输出矩阵。引入三个假定:

(1)  $p=q$ , 即系统控制向量与输出向量维数相等。

(2) 控制由状态反馈和输入变换组成, 即

$$u = -Kx + Lv \quad (2.5-163)$$

式中:  $v$  为  $p$  维系统参考输入向量;  $K$  为  $p \times n$  状态反馈矩阵;  $L$  为  $p \times p$  输入变换矩阵。

(3) 输入变换阵  $L$  非奇异, 即  $\det L \neq 0$ 。

可以得出包含状态反馈和输入变换的解耦控制系统如图 2.5-8 所示。将式(2.5-163)代入式(2.5-162), 可写出解耦

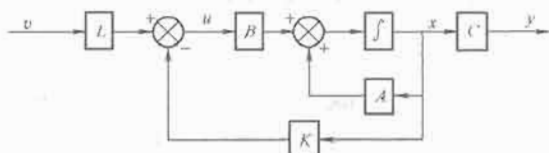


图 2.5-8 包含状态反馈和输入变换的解耦控制系统  
系统的动态方程为

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BK)x + BLv \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-164)$$

其传递函数矩阵为

$$G_M(s) = C(sI - A + BK)^{-1}BL \quad (2.5-165)$$

是  $p \times p$  有理分式矩阵。

所谓解耦控制就是, 对于多变量控制系统式(2.5-162), 寻找一个输入变换和状态反馈矩阵对  $\{L, K\}$ , 使状态反馈系统的传递函数矩阵(2.5-165)为非奇异的对角有理分式矩阵, 即

$$G_M(s) = \text{diag}[g'_{11}(s) \quad g'_{22}(s) \quad \cdots \quad g'_{pp}(s)] \quad (2.5-166)$$

其中,  $g'_i(s) \neq 0, i=1, 2, \dots, p$ 。这时, 一个输入量只影响一个输出量, 一个输出量只受一个输入量的影响, 系统化成为  $p$  个单输入—单输出的独立子系统。研究系统的解耦控制问题必须要解决两个问题:

(1) 研究系统的可解耦性。

(2) 得出解耦控制问题的综合算法, 即确定输入变换和状态反馈矩阵对  $\{L, K\}$ 。

为了便于研究上述问题, 引入并讨论传递函数矩阵的两个特征量。

##### 3.5.1.1 第一个特征量 $d_i$

对于系统的传递函数矩阵  $G(s)$  可用行向量的表示形式表示为

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_1(s) \\ g_2(s) \\ \vdots \\ g_p(s) \end{bmatrix} \quad (2.5-167)$$

式中:  $g_i(s)$  是  $G(s)$  的第  $i$  个行向量, 有  $g_i(s) = [g_{i1}(s) \quad g_{i2}(s) \quad \cdots \quad g_{ip}(s)]$ 。记  $\sigma_{ij} = g_{ij}(s)$  的分母多项式次数— $g_{ij}(s)$  的分子多项式次数。

所以, 对于  $G(s)$  的第  $i$  个行向量  $g_i(s)$ , 有  $\sigma_{i1}, \sigma_{i2}, \dots, \sigma_{ip}$  共  $p$  个  $\sigma$  值。定义第一个特征量  $d_i$  为

$$d_i = \min\{\sigma_{i1}, \sigma_{i2}, \dots, \sigma_{ip}\} - 1 \quad (2.5-168)$$

它是对应行向量  $g_i(s)$  的一个常数, 而且由于  $G(s)$  是有理分式矩阵,  $d_i$  满足

$$0 \leq d_i \leq n-1 \quad (2.5-169)$$

对于给定的系统传递函数矩阵  $G(s)$ , 对应于  $p$  个行向量的  $p$  个  $d_i (i=1, \dots, p)$  唯一地确定了。例如对于传递函数矩阵

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{s+2}{s^2+2s+1} & \frac{1}{s^2+s+1} \\ \frac{1}{s^2+2s+1} & \frac{3}{s^2+s+4} \end{bmatrix}$$

对于第 1 个行向量  $g_1(s) = [\frac{s+2}{s^2+2s+1} \quad \frac{1}{s^2+s+1}]$  有

$\sigma_{11} = g_{11}(s)$  的分母多项式次数— $g_{11}(s)$  的分子多项式次数  $= 2-1=1$

$\sigma_{12} = g_{12}(s)$  的分母多项式次数— $g_{12}(s)$  的分子多项式次数  $= 2-0=2$

对于第 2 个行向量  $g_2(s) = [\frac{1}{s^2+2s+1} \quad \frac{3}{s^2+s+4}]$ , 同理有

$$\sigma_{21} = 2-0=2 \text{ 和 } \sigma_{22} = 2-0=2$$

所以有

$$d_1 = \min\{\sigma_{11}, \sigma_{12}\} - 1 = \min\{1, 2\} - 1 = 0$$

$$d_2 = \min\{\sigma_{21}, \sigma_{22}\} - 1 = \min\{2, 2\} - 1 = 1$$

##### 3.5.1.2 第二个特征量 $e_i$

第二个特征量  $e_i$  定义为

$$e_i = \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_i+1} g_i(s) \quad (2.5-170)$$

它是对应第  $i$  个行向量  $g_i(s)$  的常数行向量。对于上面所举的传递函数矩阵  $G(s)$ , 有

$$e_1 = \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_1+1} g_1(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} s^{0+1} \left[ \frac{s+2}{s^2+2s+1} \quad \frac{1}{s^2+s+1} \right] = [1 \quad 0]$$

$$e_2 = \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_2+1} g_2(s) = \lim_{s \rightarrow \infty} s^{1+1} \left[ \frac{1}{s^2+2s+1} \quad \frac{3}{s^2+s+4} \right] = [1 \quad 3]$$

对于给定的系统传递函数矩阵  $G(s)$ , 对应于  $p$  个行向量的  $p$  个常数行向量  $e_i (i=1, \dots, p)$  唯一地确定了。

特征量  $d_i$  和  $e_i$  的一些重要属性:

$d_i$  是使  $c_i A^k B \neq 0$  的  $k$  的最小值, 即

$$c_i A^k B \begin{cases} = 0 & k < d_i \\ \neq 0 & k \geq d_i \end{cases} \quad (2.5-171)$$

式中:  $c_i$  为输出矩阵  $C$  的第  $i$  个行向量。

$$e_i = c_i A^{d_i} B \quad (2.5-172)$$

上述关于  $d_i$  和  $e_i$  的两个性质对于由输入变换和状态反馈矩阵对  $\{L, K\}$  构成的闭环系统传递函数矩阵  $G_M(s)$  也成立, 即对于  $G_M(s)$  第  $i$  个行向量  $g'_i(s)$ , 其对应的特征量  $d'_i$  和  $e'_i$  也满足

$$c_i (A - BK)^k BL \begin{cases} = 0 & k < d'_i \\ \neq 0 & k \geq d'_i \end{cases} \quad (2.5-173)$$

和

$$e'_i = c_i (A - BK)^{d_i} BL \quad (2.5-174)$$

对于任意的输入变换和状态反馈矩阵对  $\{L, K\}$  构成的闭环系统, 开环系统的  $d_i$ 、 $e_i$  和闭环系统的  $d'_i$ 、 $e'_i$  之间有

$$d'_i = d_i \quad (2.5-175)$$

和

$$e'_i = e_i L \quad (2.5-176)$$

### 3.5.2 系统可解耦条件

对于线性定常系统, 系统能否实现解耦控制有如下结论: 线性定常系统  $\Sigma(A, B, C)$  可采用状态反馈和输入变换  $\{L, K\}$  进行解耦控制的充要条件是下列  $p \times p$  矩阵非奇异

$$E = [e_1 \ e_2 \ \cdots \ e_p]^T \quad (2.5-177)$$

先看充分性: 由于  $E$  非奇异, 输入变换和状态反馈矩阵对  $\{L, K\}$  可取为

$$L = E^{-1} \quad (2.5-178)$$

和

$$K = E^{-1} F \quad (2.5-179)$$

其中,  $p \times n$  矩阵  $F$  为

$$F = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 A^{d_1+1} \\ c_2 A^{d_2+1} \\ \vdots \\ c_p A^{d_p+1} \end{bmatrix} \quad (2.5-180)$$

对于开环系统的传递函数  $G(s) = C(sI - A)^{-1}B$ , 其中  $(sI - A)^{-1}$  部分可表示为

$$(sI - A)^{-1} = L[e^k] = L \left[ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k t^k}{k!} \right] = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k}{s^{k+1}}$$

$G(s)$  的第  $i$  个行向量  $g_i(s)$  显然可表示为

$$\begin{aligned} g_i(s) &= c_i (sI - A)^{-1} B = c_i \left( \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k}{s^{k+1}} \right) B \\ &= c_i \left( \frac{I}{s} + \frac{A}{s^2} + \cdots + \frac{A^{d_i-1}}{s^{d_i}} + \frac{A^{d_i}}{s^{d_i+1}} + \cdots \right) B \\ &= \frac{1}{s^{d_i+1}} \left( \frac{c_i B}{s^{-d_i}} + \frac{c_i A B}{s^{1-d_i}} + \cdots + \frac{c_i A^{d_i-1} B}{s^{-1}} + \right. \\ &\quad \left. \frac{c_i A^{d_i} B}{s^0} + \frac{c_i A^{d_i+1} B}{s} + \cdots \right) \end{aligned}$$

由特征量  $d_i$  的性质式(2.5-171),  $g_i(s)$  可写为

$$\begin{aligned} g_i(s) &= \frac{1}{s^{d_i+1}} \left( \frac{c_i A^{d_i} B}{s^0} + \frac{c_i A^{d_i+1} B}{s} + \frac{c_i A^{d_i+2} B}{s^2} + \cdots \right) \\ &= \frac{1}{s^{d_i+1}} \left[ c_i A^{d_i} B + c_i A^{d_i+1} \left( \frac{I}{s} + \frac{A}{s^2} + \cdots \right) B \right] \\ &= \frac{1}{s^{d_i+1}} \left[ c_i A^{d_i} B + c_i A^{d_i+1} \left( \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k}{s^{k+1}} \right) B \right] \\ &= \frac{1}{s^{d_i+1}} [c_i A^{d_i} B + c_i A^{d_i+1} (sI - A)^{-1} B] \\ &= \frac{1}{s^{d_i+1}} [e_i + f_i (sI - A)^{-1} B] \end{aligned}$$

最后一个等式用到了式(2.5-172)和式(2.5-180)两个式子。这样, 开环系统的传递函数  $G(s)$  可表示为

$$G(s) = \begin{bmatrix} g_1(s) \\ g_2(s) \\ \vdots \\ g_p(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} [e_1 + f_1 (sI - A)^{-1} B] \\ \frac{1}{s^{d_2+1}} [e_2 + f_2 (sI - A)^{-1} B] \\ \vdots \\ \frac{1}{s^{d_p+1}} [e_p + f_p (sI - A)^{-1} B] \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} & & & \\ & \frac{1}{s^{d_2+1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{s^{d_p+1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_p \end{bmatrix} (sI - A)^{-1} B \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} & & & \\ & \frac{1}{s^{d_2+1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{s^{d_p+1}} \end{bmatrix} [E + F (sI - A)^{-1} B] \end{aligned} \quad (2.5-181)$$

而闭环传递函数矩阵式(2.5-165)进行如下处理:

$$\begin{aligned} G_{KL}(s) &= C(sI - A + BK)^{-1} BL \\ &= C(sI - A)^{-1} (sI - A) (sI - A + BK)^{-1} BL \\ &= C(sI - A)^{-1} (sI - A + BK - BK) (sI - A + BK)^{-1} BL \\ &= C(sI - A)^{-1} (sI - A + BK) (sI - A + BK)^{-1} - \\ &\quad BK (sI - A + BK)^{-1} BL \times \\ &= C(sI - A)^{-1} [I - BK (sI - A + BK)^{-1}] BL \\ &= C(sI - A)^{-1} B [I - K (sI - A + BK)^{-1}] BL \\ &= G(s) [I - K (sI - A + BK)^{-1}] L \end{aligned} \quad (2.5-182)$$

由于

$$\begin{aligned} &[I - K (sI - A + BK)^{-1}] \cdot [I + K (sI - A)^{-1} B] \\ &= I - K (sI - A + BK)^{-1} B + K (sI - A)^{-1} B - \\ &\quad K (sI - A + BK)^{-1} BK (sI - A)^{-1} B \\ &= I - K (sI - A + BK)^{-1} B + K (sI - A + BK)^{-1} \times \\ &\quad (sI - A + BK) (sI - A)^{-1} B - K (sI - A + BK)^{-1} \times \\ &\quad BK (sI - A)^{-1} B \\ &= I - K (sI - A + BK)^{-1} B + K (sI - A + BK)^{-1} \times \\ &\quad [(sI - A + BK) - BK] (sI - A)^{-1} B \\ &= I - K (sI - A + BK)^{-1} B + K (sI - A + BK)^{-1} B = I \end{aligned}$$

所以有

$$I - K (sI - A + BK)^{-1} B = [I + K (sI - A)^{-1} B]^{-1} \quad (2.5-183)$$

将式(2.5-181)和式(2.5-183)代入式(2.5-182), 并取  $L = E^{-1}$  及  $K = E^{-1} F$ , 得

$$\begin{aligned} G_{KL}(s) &= G(s) [I - K (sI - A + BK)^{-1}] L \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} & & & \\ & \frac{1}{s^{d_2+1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{s^{d_p+1}} \end{bmatrix} [E + F (sI - A)^{-1} B] [I + K (sI - A)^{-1} B]^{-1} L \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} & & & \\ & \frac{1}{s^{d_2+1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{s^{d_p+1}} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& [E + F(sI - A)^{-1}B][I + E^{-1}F(sI - A)^{-1}B]^{-1}E^{-1} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} & & & \\ & \frac{1}{s^{d_2+1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{s^{d_p+1}} \end{bmatrix} \\
& E[I + E^{-1}F(sI - A)^{-1}B][I + E^{-1}F(sI - A)^{-1}B]^{-1}E^{-1} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} & & & \\ & \frac{1}{s^{d_2+1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{s^{d_p+1}} \end{bmatrix} \quad (2.5-184)
\end{aligned}$$

所以,只要  $E$  矩阵非奇异,可以取  $L=E^{-1}$  及  $K=E^{-1}F$ , 使由状态反馈和输入变换构成的闭环系统的传递函数矩阵  $G_{kl}(s)$  对角化,即实现了解耦控制。

再看必要性:若线性定常系统  $\Sigma(A, B, C)$  存在输入变换和状态反馈矩阵对  $(L, K)$  可使闭环系统解耦,此时闭环系统的传递函数矩阵为

$$G_{kl}(s) = \text{diag}[g'_{11}(s) \quad g'_{22}(s) \quad \cdots \quad g'_{pp}(s)]$$

其中,  $g'_i(s) \neq 0, i=1, 2, \dots, p$  为对角形矩阵。可以参照式(2.5-177)写出闭环系统的  $E'$  矩阵,并参照式(2.5-170)对其行向量进行定义,有

$$E' = \begin{bmatrix} e'_1 \\ e'_2 \\ \vdots \\ e'_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_1+1} g'_1(s) \\ \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_2+1} g'_2(s) \\ \vdots \\ \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_p+1} g'_p(s) \end{bmatrix} \quad (2.5-185)$$

由于  $d'_i = d_i$  及  $g'_i(s)$  中仅  $g'_i(s) \neq 0$ , 上式又可写为

$$E' = \begin{bmatrix} \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_1+1} g'_{11}(s) & & & \\ & \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_2+1} g'_{22}(s) & & \\ & & \ddots & \\ & & & \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_p+1} g'_{pp}(s) \end{bmatrix} \quad (2.5-186)$$

为对角阵,又由于特征量  $d_i$  (即  $d'_i$ ) 的定义,  $d_i+1$  是传递函数元  $g'_i(s)$  的分母多项式与分子多项式阶次之差,所以  $s^{d_i+1} g'_i(s)$  的分母多项式与分子多项式必同阶次,对角阵  $E'$  的各元素必为常数,即  $E'$  必为非奇异的对角矩阵。同时,由式(2.5-176)有  $e'_i = e_i L$ , 即有  $E' = E L$ 。又由于  $L$  非奇异,所以如果存在输入变换和状态反馈矩阵对  $(L, K)$  可使闭环系统解耦,必须有  $E_i = E' L^{-1}$  是非奇异矩阵。

对于上面讨论的解耦控制,有如下两点需要指出。

(1) 系统能否通过输入变换和状态反馈矩阵对  $(L, K)$  实现解耦,由  $G(s)$  的二组特征量  $d_i (i=1, 2, \dots, p)$  和  $e_i (i=1, 2, \dots, p)$  决定,与系统的能控性、可镇定性无关,但为了保证解耦以后的闭环系统的正常运行和良好的动态性能,它们仍是需要的。

(2) 由式(2.5-182)可知,系统在输入变换和状态反馈矩阵对  $(L=E^{-1}, K=E^{-1}F)$  作用下,实现了解耦,得

$$G_{kl}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s^{d_1+1}} & & & \\ & \frac{1}{s^{d_2+1}} & & \\ & & \ddots & \\ & & & \frac{1}{s^{d_p+1}} \end{bmatrix}$$

这是一个每个子系统都是由多重积分器组成的系统,称为积分型解耦系统。显然,它不能得到令人满意的动态性能,可以再经状态反馈实现极点配置。

### 3.5.3 系统解耦控制算法

系统解耦控制算法就是求取输入变换和状态反馈矩阵对  $(L, K)$ , 使原受控系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

在  $(L, K)$  的作用下闭环系统是解耦的,并且各子系统的极点位于所期望的位置。总结上面的讨论并结合状态反馈极点配置算法,可以得出系统解耦控制算法如下:

(1) 计算受控系统的两组特征量  $d_i (i=1, 2, \dots, p)$  和  $e_i (i=1, 2, \dots, p)$ 。可以有两条途径来计算它们,分别是:

1) 由受控系统传递函数的各行向量求,即

$$d_i = \min\{\sigma_{i1}, \sigma_{i2}, \dots, \sigma_{ip}\} - 1 \quad (2.5-187)$$

$$e_i = \lim_{s \rightarrow \infty} s^{d_i+1} g_i(s) \quad (2.5-188)$$

2) 由受控系统的状态空间描述式求,即

$$c_i A^k B = \begin{cases} = 0 & k < d_i \\ \neq 0 & k \geq d_i \end{cases}, \quad d_i \text{ 是使 } c_i A^k B \neq 0 \text{ 的 } k \text{ 的最小值} \quad (2.5-189)$$

$$e_i = c_i A^{d_i} B \quad (2.5-190)$$

(2) 构造  $E$  矩阵,并检查其是否非奇异,看系统是否满足可解耦条件。如不满足则停止计算,如满足则求出它的逆阵  $E^{-1}$ ,

$$E = [e_1 \quad e_2 \quad \cdots \quad e_p]^T \quad (2.5-191)$$

(3) 构造  $F$  矩阵

$$F = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 A^{d_1+1} \\ c_2 A^{d_2+1} \\ \vdots \\ c_p A^{d_p+1} \end{bmatrix} \quad (2.5-192)$$

(4) 求使受控系统实现积分型解耦的输入变换和状态反馈矩阵对  $(\bar{L}, \bar{K})$ , 即

$$u = -\bar{K}x + \bar{L}v \quad (2.5-193)$$

其中,  $\bar{L}=E^{-1}$  和  $\bar{K}=E^{-1}F$ 。

得到积分型解耦系统

$$\begin{cases} \dot{x} = \bar{A}x + \bar{B}v = (A - BE^{-1}F)x + BE^{-1}v \\ y = \bar{C}x = Cx \end{cases} \quad (2.5-194)$$

由原受控系统  $(A, B)$  能控可知系统  $(\bar{A}, \bar{B})$  仍能控,并假设  $(\bar{A}, \bar{C})$  能观。

(5) 引入非奇异线性变换  $\tilde{x} = Tx$ , 将系统  $\Sigma(\bar{A}, \bar{B}, \bar{C})$  变换成解耦规范形式(状态关系按子系统解耦),系统矩阵  $\tilde{A}$ 、输入矩阵  $\tilde{B}$  和输出矩阵  $\tilde{C}$  分别为



$$\begin{aligned}\tilde{A} &= T\bar{A}T^{-1} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_1 & & \\ & \tilde{A}_2 & \\ & & \ddots \\ & & & \tilde{A}_p \end{bmatrix} \\ \tilde{B} &= T\bar{B} = \begin{bmatrix} \tilde{b}_1 & & \\ & \tilde{b}_2 & \\ & & \ddots \\ & & & \tilde{b}_p \end{bmatrix} \\ \tilde{C} &= C\bar{C}^{-1} = \begin{bmatrix} \tilde{c}_1 & & \\ & \tilde{c}_2 & \\ & & \ddots \\ & & & \tilde{c}_p \end{bmatrix}\end{aligned}$$

式中:  $\tilde{A}_i = \begin{bmatrix} 0 & I_{d_i} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ , 为  $(d_i+1) \times (d_i+1)$  矩阵;  $\tilde{b}_i =$

$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$ , 为  $(d_i+1)$  维列向量;  $\tilde{c}_i = [1 \ 0 \ \cdots \ 0]$ , 为  $(d_i+1)$

维行向量。

于是得到  $p$  个独立的子系统

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_i = \tilde{A}_i \tilde{x}_i + \tilde{b}_i v_i \\ y_i = \tilde{c}_i \tilde{x}_i \end{cases} \quad (2.5-195)$$

(6) 对解耦规范型式的系统  $\Sigma(\tilde{A}, \tilde{B}, \tilde{C})$  引入状态反馈

$$v = -H\tilde{x} + w = -\begin{bmatrix} h_1 & & \\ & h_2 & \\ & & \ddots \\ & & & h_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \vdots \\ \tilde{x}_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ \vdots \\ w_p \end{bmatrix} \quad (2.5-196)$$

得状态反馈控制系统为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = \begin{bmatrix} \tilde{A}_1 - \tilde{b}_1 h_1 & & \\ & \tilde{A}_2 - \tilde{b}_2 h_2 & \\ & & \ddots \\ & & & \tilde{A}_p - \tilde{b}_p h_p \end{bmatrix} \tilde{x} + \begin{bmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \\ \vdots \\ \tilde{b}_p \end{bmatrix} w \\ y = \begin{bmatrix} \tilde{c}_1 & & \\ & \tilde{c}_2 & \\ & & \ddots \\ & & & \tilde{c}_p \end{bmatrix} \tilde{x} \end{cases} \quad (2.5-197)$$

可知矩阵  $H$  的引入, 状态反馈系统仍然是解耦系统,  $p$  个子系统互相独立, 第  $i$  个子系统为

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_i = (\tilde{A}_i - \tilde{b}_i h_i) \tilde{x}_i + \tilde{b}_i w_i \\ y_i = \tilde{c}_i \tilde{x}_i \end{cases} \quad (2.5-198)$$

根据状态反馈系统极点配置算法, 可以确定出第  $i$  个子系统的状态反馈矩阵  $h_i$ 。

(7) 确定出对原受控系统实现解耦及期望极点配置的输入变换和状态反馈矩阵对  $(L, K)$ , 它们是

$$K = E^{-1}F + E^{-1}HT \quad (2.5-199)$$

$$L = E^{-1} \quad (2.5-200)$$

上面的讨论要求积分解耦系统  $(\bar{A}, \bar{C})$  能观, 如果不能观, 可能是原系统  $(A, C)$  不能观, 也可能是由于实现积分型解耦时状态反馈所致[第(4)步]。这时进行  $T$  非奇异变换化为解耦规范型时[第(5)步]较复杂, 可参见有关资料。

### 3.5.4 静态解耦控制问题

#### 3.5.4.1 静态解耦控制的概念

前面介绍的解耦控制得到的闭环系统传递函数矩阵  $G_{KL}(s)$  是对角阵, 并且各对角元素为极点位于期望位置的  $s$  的有理分式。可见这是整个动态过程都解耦的解耦控制系统, 所以对应的控制作用也可称为动态解耦控制。

如果对于具有相同输入、输出维数( $p$  维)的受控系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

存在输入变换和状态反馈矩阵对  $(L, K)$ , 即

$$u = -Kx + Lv \quad (2.5-201)$$

使闭环控制系统

$$\begin{cases} \dot{x} = (A - BK)x + BLv \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-202)$$

渐近稳定, 并且当  $s \rightarrow 0$  (即  $t \rightarrow \infty$ ) 时,  $G_{KL}(s) = C(sI - A + BK)^{-1}BL$  为非奇异的对角矩阵, 即

$$\lim_{s \rightarrow 0} G_{KL}(s) = \begin{bmatrix} g'_{11}(0) & & \\ & \ddots & \\ & & g'_{pp}(0) \end{bmatrix} \quad g'_a(0) \neq 0 \quad (2.5-203)$$

而一般情况下为非对角阵。这意味着只有当静态 ( $t \rightarrow \infty$ ) 时闭环系统才是解耦的, 所以对应的控制称为静态解耦控制。静态解耦控制只适用于参考输入  $v$  各分量是阶跃信号的情况。

设  $v$  的各个分量为阶跃信号, 即

$$v(t) = \begin{bmatrix} \beta_1 1(t) \\ \vdots \\ \beta_p 1(t) \end{bmatrix} \quad \beta_i (i = 1, 2, \dots, p) \text{ 为非零常数} \quad (2.5-204)$$

这时闭环系统的稳态输出为

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} y(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} G_{KL}(s) \frac{1}{s} = \lim_{s \rightarrow 0} G_{KL}(s) \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \vdots \\ \beta_p \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} g'_{11}(0) & & \\ & \ddots & \\ & & g'_{pp}(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \vdots \\ \beta_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g'_{11}(0)\beta_1 \\ \vdots \\ g'_{pp}(0)\beta_p \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5-205)$$

即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} y_i(t) = g'_i(0)\beta_i \quad i = 1, 2, \dots, p \quad (2.5-206)$$

表明系统稳态时, 能静态解耦系统的每个输出受且仅受对应输入的完全控制, 但是过渡过程中并不解耦。这是静态解耦与动态解耦的区别。

#### 3.5.4.2 系统可静态解耦的条件

对于线性定常系统, 系统能否实现静态解耦有如下结论: 线性定常系统  $\Sigma(A, B, C)$  可采用状态反馈和输入变换  $(L, K)$  进行静态解耦的充要条件是:

- (1) 系统是状态反馈可镇定的。
- (2) 系统的系统矩阵、输入矩阵及输出矩阵满足

$$\text{rank} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} = n + p \quad (2.5-207)$$

先看充分性: 如果原受控系统为状态反馈可镇定的, 则必存在状态反馈矩阵  $K$ , 使  $(A-BK)$  的特征值具有负实部。由此可知,  $(A-BK)^{-1}$  必存在, 因此有

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ 0 & C(A-BK)^{-1}B \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ -C(A-BK)^{-1} & I_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \times \\ & \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ -K^T I_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (A-BK)^{-1} & (A-BK)^{-1}B \\ 0 & -I_p \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.5-208)$$

显然有

$$\text{rank} \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ 0 & C(A-BK)^{-1}B \end{bmatrix} = \text{rank} \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \quad (2.5-209)$$

由式 (2.5-207) 和式 (2.5-209), 可得

$$\text{rank} C(A-BK)^{-1}B = p \quad (2.5-210)$$

表明  $p \times p$  矩阵  $C(A-BK)^{-1}B$  为非奇异矩阵, 故可取输入变换矩阵为

$$L = -[C(A-BK)^{-1}B]^{-1}\tilde{D} \quad (2.5-211)$$

其中,  $p \times p$  矩阵  $\tilde{D}$  取为常数对角阵, 即

$$\tilde{D} = \text{diag}[\tilde{d}_{11} \quad \tilde{d}_{22} \quad \cdots \quad \tilde{d}_{pp}] \quad (2.5-212)$$

式 (2.5-212) 中  $\tilde{d}_{ii} \neq 0, i=1, 2, \cdots, p$ 。可见按上述方法取输入变换和状态反馈矩阵时, 闭环控制系统为渐近稳定, 同时有

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0} G_M(s) &= \lim_{s \rightarrow 0} C(sI - A + BK)^{-1}BL \\ &= -[C(A-BK)^{-1}B] \{-[C(A-BK)^{-1}B]^{-1}\tilde{D}\} \\ &= \tilde{D} \end{aligned} \quad (2.5-213)$$

也即闭环传递函数矩阵在静态 ( $t \rightarrow \infty$ ) 时是非奇异对角阵, 实行了解耦。

再看必要性: 如果系统是静态可解耦的, 根据系统静态解耦的概念, 由输入变换和状态反馈矩阵对  $\{L, K\}$  构成的闭环系统应渐近稳定, 显然条件 (1) 必须满足; 当  $s \rightarrow 0$  (即  $t \rightarrow \infty$ ) 时,  $G_M(s) = C(sI - A + BK)^{-1}BL$  为非奇异的对角矩阵, 由于  $L$  非奇异,  $G_M(0) = -C(A-BK)^{-1}BL$  的非奇异性等价于  $C(A-BK)^{-1}B$  的非奇异性, 由式 (2.5-209), 这又等同于条件 (2) 必须满足。

#### 3.5.4.3 系统静态解耦的算法

根据前面的讨论, 可以总结出求取使系统实现静态解耦的输入变换和状态反馈矩阵对  $\{L, K\}$  的算法如下:

(1) 判别系统是否可静态解耦, 即系统  $\{A, B\}$  是否可镇定 (或能控), 以及系数矩阵是否满足式 (2.5-207)。

(2) 对于可静态解耦的系统, 按闭环系统镇定算法确定状态反馈矩阵  $K$ , 使  $(A-BK)$  的特征值均具有负实部。

(3) 按静态解耦后各单输入—单输出自治系统对于静态增益的要求, 确定  $\tilde{d}_{ii} (i=1, 2, \cdots, p)$  的值, 并组成常数对角阵  $\tilde{D} = \text{diag}[\tilde{d}_{11} \quad \tilde{d}_{22} \quad \cdots \quad \tilde{d}_{pp}]$ 。

(4) 取输入变换阵  $L = -[C(A-BK)^{-1}B]^{-1}\tilde{D}$ , 必有  $\lim_{s \rightarrow 0} G_M(s) = \tilde{D}$ 。

### 3.6 状态重构问题与状态观测器

#### 3.6.1 状态重构的概念

前面的讨论已经充分显示了状态反馈控制在系统综合中

的优越性和重要性, 几乎所有的系统综合问题都离不开状态反馈控制, 状态反馈控制是以状态量的获取为前提的。但是, 或者由于一些状态变量的物理意义不明确, 或者由于一些状态变量的直接量测困难, 使得往往很难在实际上获取系统的全部状态变量, 从而给直接利用状态量实现状态反馈控制带来困难。形成了状态反馈的必要性与实现困难性之间的一对矛盾。

根据系统能观性的概念, 一个系统能观表明它在已知输入  $u(t)$  的情况下, 能够根据测量到的输出  $y(t)$  唯一地确定出它的初始状态  $x(t_0)$ 。可见系统的状态量有望通过其他途径间接获得。状态重构问题, 就是重新构造一个系统 (模拟系统), 利用原系统中可直接量测的量 [如  $u(t)$ 、 $y(t)$ ] 作为它的输入, 并使它的输出  $\hat{x}(t)$  在一定的条件下等价于原系统的状态量  $x(t)$ , 一个典型的状态重构问题的解决方案如图 2.5-9 所示。这个重新构造的间接获取原系统状态量的系统称为状态观测器。

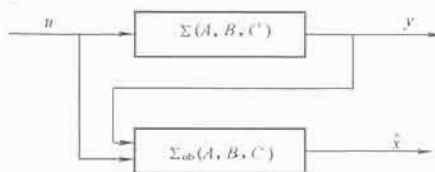


图 2.5-9 状态重构原理图

#### 3.6.2 全维状态观测器

首先讨论系统的全部状态变量都通过状态观测器间接获取的情况, 这时的状态观测器称为全维状态观测器。

##### 3.6.2.1 观测器的构成

考虑  $n$  维被观测线性定常系统  $\Sigma(A, B, C)$

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu & x(0) = x_0 \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-214)$$

按被观测系统的各系数矩阵  $A, B, C$  的结构复制一个系统, 并将原被观测系统的输出  $y$  与复制系统对应的  $\hat{y}$  的误差通过增益矩阵  $M$  负反馈至复制系统, 构成如图 2.5-10 所示的全维状态观测器, 其中反馈量

$$My = M(y - \hat{y}) = M(y - C\hat{x}) \quad (2.5-215)$$

的加入是为了通过闭环的形式克服初始值不一致、系统参数摄动等因素对观测器的影响。这样可得到全维状态观测器  $\Sigma$  的动态方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu - My \\ \quad = A\hat{x} + Bu - M(y - C\hat{x}) \\ \quad = (A + MC)\hat{x} + Bu - My \\ \hat{x}(0) = x(0) \end{cases} \quad (2.5-216)$$

记  $\tilde{x} = x - \hat{x}$  为状态误差向量, 显然有

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= \dot{x} - \dot{\hat{x}} = Ax + Bu - (A + MC)\hat{x} - Bu + My \\ &= Ax - (A + MC)\hat{x} + MCx \\ &= (A + MC)(x - \hat{x}) = (A + MC)\tilde{x} \end{aligned} \quad (2.5-217)$$

和

$$\tilde{x}(0) = x(0) - \hat{x}(0) \quad (2.5-218)$$

可解得

$$\tilde{x}(t) = \tilde{x}(0) \cdot e^{(A+MC)t} \quad (2.5-219)$$

可见, 如果  $(A+MC)$  的特征值 [即观测器式 (2.5-216) 的极点] 都具有负实部, 则有  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{x}(t) = 0$ , 即

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) \quad (2.5-220)$$

显然这是状态渐近重构的概念, 状态观测器的输出  $\hat{x}(t)$  在式(2.5-220)的意义下等价于原被观测系统的状态量  $x(t)$ 。更进一步, 如式(2.5-220)所示的收敛速度是由  $(A+MC)$  的特征值(即观测器的极点)在  $S$  平面的位置决定的。所以, 如式(2.5-216)所示的全维状态观测器的性能完全由观测器极点在  $S$  平面的位置决定, 观测器极点的任意配置是观测器设计所必需的。

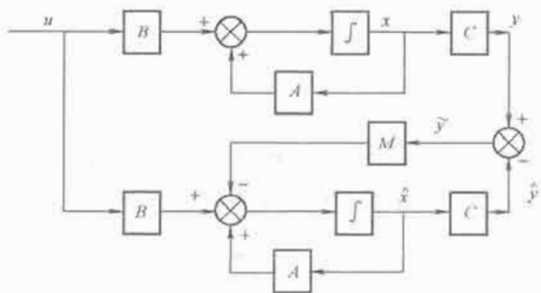


图 2.5-10 全维状态观测器的结构原理图

### 3.6.2.2 极点任意配置的条件

结论: 一个线性定常系统能采用全维状态观测器重构其状态, 并通过改变增益矩阵  $M$  任意配置观测器全部极点的充要条件是原受控系统完全能观。

利用对偶原理, 系统  $\Sigma(A, B, C)$  能观意味着系统  $\Sigma(A^T, C^T, B^T)$  能控, 必能找到状态反馈矩阵  $K$  使闭环系统  $\Sigma_*(A^T - C^T K, C^T, B^T)$  的系统矩阵  $(A^T - C^T K)$  的特征值任意配置, 也即总能找到矩阵  $K$  使矩阵  $(A^T - C^T K)^T = (A - K^T C)$  的特征值任意配置(矩阵转置特征值不变), 对照式(2.5-216)可知, 只要取  $M = -K^T$ , 就可以任意配置矩阵  $(A + MC)$  的特征值, 而它们正是全维状态观测器的极点, 所以, 一个能观的系统总能通过增益矩阵  $M$  任意配置其全维状态观测器的全部极点。

### 3.6.2.3 极点配置算法(单输出的情况)

极点配置算法是在已知单输出系统  $\Sigma(A, B, c)$  以及观测器  $n$  个期望极点  $\lambda_i^*$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ) 的前提下, 求出观测器增益矩阵  $m$  的计算过程。可以有两种方法来求解  $m$ 。

方法一:

- (1) 判别系统  $\Sigma(A, B, c)$  的能观性并写出对偶系统  $\Sigma(A^T, c^T, B^T)$ 。
- (2) 对系统  $\Sigma(A^T, c^T, B^T)$  利用状态反馈系统极点配置算法, 求出  $(A^T - c^T k)$  的  $k$  矩阵。
- (3) 取  $m = -k^T$ , 即得原系统的全维状态观测器:  $\dot{\hat{x}} = (A + mc)\hat{x} + Bu - my$ 。

方法二:

- (1) 判别系统  $\Sigma(A, B, c)$  的能观性, 确定能否设计系统的全维状态观测器。
- (2) 由观测器的  $n$  个期望极点  $\lambda_i^*$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ) 得出期望的特征多项式

$$\varphi^*(s) = \prod_{i=1}^n (s - \lambda_i^*)$$

- (3) 由观测器的系统矩阵写出观测器的特征多项式, 设  $m = (m_1, m_2, \dots, m_n)^T$ , 有

$$\varphi(s) = \det(sI - A - mc) = \varphi(s, m_1, \dots, m_n)$$

- (4) 由  $\varphi(s) = \varphi^*(s)$  同次幂系数相等求出  $m$ 。

### 3.6.3 降维状态观测器

一般, 系统中总有一部分状态变量是可以直接量测的。特别当  $C = [0 \ I_q]$  时,  $q$  个状态变量就是输出变量, 显然是可测量的; 一般的  $C$  矩阵, 只要它满秩, 通过非奇异变换  $\bar{x} = Q^{-1}x$  可将原输出方程变换为  $y = CQ^{-1}\bar{x} = [0 \ I_q]\bar{x}$ , 也可以充分利用系统输出量中所包含的状态信息。可见, 从工程意义上考虑, 我们不必总是设计全维状态观测器, 排除可直接量测的状态变量或可利用系统输出量中所包含的状态信息得到的状态变量, 而设计出维数低于  $n$  的状态观测器, 称为降维状态观测器。

#### 1. 降维状态观测器的构成

同样考虑  $n$  维被观测线性定常系统  $\Sigma(A, B, C)$

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu & x(0) = x_0 \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-221)$$

并设  $C$  矩阵满秩  $\text{rank } C = q$ , 系统能观。引入非奇异变换  $\bar{x} = Q^{-1}x$ , 变换矩阵取为

$$Q = \begin{bmatrix} D \\ \vdots \\ C \end{bmatrix} \quad (2.5-222)$$

其中  $(n-q) \times n$  矩阵块  $D$  是使变换阵  $Q$  非奇异的任意矩阵, 原系统状态方程变为

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix} u \quad (2.5-223)$$

原系统输出方程变为

$$\begin{cases} y = CQ^{-1}\bar{x} = C \begin{bmatrix} D \\ \vdots \\ C \end{bmatrix}^{-1} \bar{x} \\ \bar{x} = \begin{bmatrix} 0 & I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D \\ \vdots \\ C \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} D \\ \vdots \\ C \end{bmatrix} \bar{x} \\ = \begin{bmatrix} 0 & I_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-224)$$

由上述输出方程有

$$y = \bar{x}_2 \quad (2.5-225)$$

表明在变换后的状态空间,  $q$  维分状态向量  $\bar{x}_2$  可由输出向量  $y$  得到。同时由另外  $(n-q)$  维需要重构的分状态向量  $\bar{x}_1$  组成的子系统可表示为

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = \bar{A}_{11}\bar{x}_1 + \bar{A}_{12}y + \bar{B}_1u \\ \dot{y} = \bar{A}_{21}\bar{x}_1 + \bar{A}_{22}y + \bar{B}_2u \end{cases} \quad (2.5-226)$$

令  $v = \bar{A}_{12}y + \bar{B}_1u$  为上述子系统的输入向量,  $w = \dot{y} - \bar{A}_{22}y - \bar{B}_2u$  为上述子系统的输出向量, 子系统(2.5-226)可写为

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}_1 = \bar{A}_{11}\bar{x}_1 + v \\ w = \bar{A}_{21}\bar{x}_1 \end{cases} \quad (2.5-227)$$

要重构  $(n-q)$  维分状态向量  $\bar{x}_1$ , 显然只要设计子系统式(2.5-227)的全维状态观测器即可。由于原系统式(2.5-221)能观, 非奇异变换后仍然能观, 它的子系统显然能观, 可以对它构造全维状态观测器。按全维状态观测器式(2.5-216)有

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= (\bar{A}_{11} + \bar{M}\bar{A}_{21})\hat{x}_1 + v - \bar{M}w \\ &= (\bar{A}_{11} + \bar{M}\bar{A}_{21})\hat{x}_1 + (\bar{A}_{12}y + \bar{B}_1u) - \bar{M}(\dot{y} - \bar{A}_{22}y - \bar{B}_2u) \\ &= (\bar{A}_{11} + \bar{M}\bar{A}_{21})\hat{x}_1 + (\bar{B}_1 + \bar{M}\bar{B}_2)u + (\bar{A}_{12} + \bar{M}\bar{A}_{22})y - \bar{M}\dot{y} \end{aligned} \quad (2.5-228)$$

式(2.5-228)含有输出量的导数项, 这对于观测器抗外界干

扰及观测值的唯一性考虑都是不允许的,为此引入一个新的状态量

$$z = \hat{x}_1 + My \quad (2.5-229)$$

并代入上式,得到以  $z$  为状态量的状态观测器为

$$\dot{z} = (\bar{A}_{11} + M\bar{A}_{21})(z - My) + (\bar{B}_1 + M\bar{B}_2)u + (\bar{A}_{12} + M\bar{A}_{22})y \quad (2.5-230)$$

或

$$\dot{z} = (\bar{A}_{11} + M\bar{A}_{21})z + (\bar{B}_1 + M\bar{B}_2)u + [\bar{A}_{12} + M\bar{A}_{22} - (\bar{A}_{11} + M\bar{A}_{21})M]y \quad (2.5-231)$$

此即为  $(n-q)$  维降维状态观测器,也称 Luenberger 观测器,其结构原理如图 2.5-11 所示。

当然要得到  $x$  的状态观测值  $\hat{x}$ , 还需进行  $\hat{x}_1 = z - My$  运算,并反变换到原状态空间。

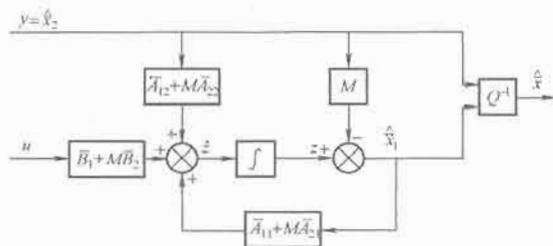


图 2.5-11 降维状态观测器结构原理图

## 2. 降维状态观测器的设计算法

归纳上面关于降维状态观测器的构造过程,可以得出降维状态观测器的设计算法如下:

(1) 判别系统  $\Sigma(A, C)$  的能观性,并根据  $\text{rank} C = q$  确定降维观测器的维数  $n-q$ 。

(2) 构造变换矩阵  $Q = \begin{bmatrix} D \\ \vdots \\ C \end{bmatrix}$ , 矩阵块  $D$  任取但保证变换矩阵  $Q$  非奇异,并求得  $Q^{-1} = [P_1 \quad \vdots \quad P_q]$ 。

(3) 对原系统进行非奇异变换  $x = Q^{-1}\bar{x}$ , 得新状态空间的系统矩阵、输入矩阵、输出矩阵分别为

$$\bar{A} = QAQ^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix}$$

$$\bar{B} = QB = \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C} = CQ^{-1} = [0 \quad I_q]$$

(4) 写出以  $z$  为状态量的降维状态观测器方程为

$$\dot{z} = (\bar{A}_{11} + M\bar{A}_{21})z + (\bar{B}_1 + M\bar{B}_2)u + [\bar{A}_{12} + M\bar{A}_{22} - (\bar{A}_{11} + M\bar{A}_{21})M]y$$

并按观测器极点配置算法求出增益矩阵  $M$ 。

(5) 写出新状态空间状态量  $\bar{x}$  的重构值  $\hat{\bar{x}}$

$$\hat{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \vdots \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z - My \\ \vdots \\ y \end{bmatrix}$$

(6) 经反变换求出系统在原状态空间的状态量  $x$  的估计值  $\hat{x}$

$$\hat{x} = Q^{-1}\hat{\bar{x}} = [P_1 \quad \cdots \quad P_q] \begin{bmatrix} z - My \\ \vdots \\ y \end{bmatrix} = P_1(z - My) + P_2 y$$

## 3.7 引入状态观测器的状态反馈控制系统

用状态观测器得到的状态量重构值替代原系统的状态量作为状态反馈系统的反馈量,就构成了引入状态观测器的状态反馈控制系统,它与利用真实状态量反馈的系统有什么不同?工程实现时需注意一些什么问题?

### 3.7.1 系统的构成

引入状态观测器的状态反馈控制系统显然由两部分构成,一部分是状态观测器(全维的或降维的),另一部分是对原受控系统的状态反馈。因此,可以得到这种系统的结构原理图如图 2.5-12 所示。其中原受控系统为

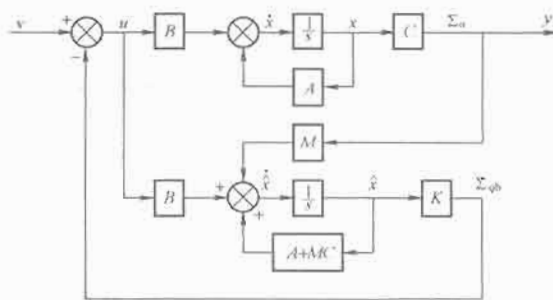


图 2.5-12 引入状态观测器的状态反馈控制系统

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-232)$$

状态观测器(这里假设为全维状态观测器)为

$$\dot{\hat{x}} = (A + MC)\hat{x} + Bu - My \quad (2.5-233)$$

反馈控制作用为

$$u = v - K\hat{x} \quad (2.5-234)$$

代入式(2.5-232)和式(2.5-233),得到

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax - BK\hat{x} + Bv \\ \dot{\hat{x}} = -MCx + (A + MC - BK)\hat{x} + Bv \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.5-235)$$

把式(2.5-235)表示成增广系统的形式,就得到含状态观测器的状态反馈控制系统表达式

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\hat{x}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & -BK \\ -MC & A + MC - BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ B \end{bmatrix} v \\ y = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ \hat{x} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.5-236)$$

### 3.7.2 系统的特性

考察含状态观测器的状态反馈控制系统,可以得出它所具有的一系列特性。

(1) 在状态反馈控制系统中引入状态观测器,提高了系统的维数。系统的总维数由原受控系统的维数和观测器的维数相加得出。

(2) 系统的极点集合=原受控系统引入真实状态量反馈的闭环系统极点集合+观测器的极点集合,这是因为:由式(2.5-236),含状态观测器的状态反馈控制系统的系统矩阵为

$$A_{KM} = \begin{bmatrix} A & -BK \\ -MC & A + MC - BK \end{bmatrix} \quad (2.5-237)$$

引入变换矩阵为  $P = \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ I_n & -I_n \end{bmatrix}$  的非奇异变换,在新的状态空间有

$$\bar{A}_{KM} = PA_{KM}P^{-1}$$

$$= \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ I_n & -I_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & -BK \\ -MC & A+MC-BK \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ I_n & -I_n \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} A-BK & BK \\ 0 & A+MC \end{bmatrix} \quad (2.5-238)$$

由下列系统特征方程可求出系统的特征值(系统的极点)

$$\det \begin{bmatrix} sI-A & BK \\ MC & sI-A-MC+BK \end{bmatrix} \\ = \det \begin{bmatrix} sI-A+BK & -BK \\ 0 & sI-A-MC \end{bmatrix} \\ = \det(sI-A+BK) \times \det(sI-A-MC) = 0 \quad (2.5-239)$$

显然系统的极点集合由两部分组成:一部分是方程

$$\det(sI-A+BK) = 0 \quad (2.5-240)$$

的根,它是原受控系统引入真实状态量反馈的闭环系统极点集合,另一部分是方程

$$\det(sI-A-MC) = 0 \quad (2.5-241)$$

的根,它是观测器的极点集合。

(3) 由式(2.5-239)还可以看到,观测器的引入不影响由状态反馈矩阵  $K$  所配置的闭环系统的极点集合;同样,状态反馈的实施也不影响由增益矩阵  $M$  所配置的观测器的极点集合。由此可得出结论:通过  $K$  配置的闭环系统极点和通过  $M$  配置的观测器极点是互相分离的,进行极点配置时可以完全独立地进行。称这个性质为分离性原理,它为含有状态观测器的状态反馈控制系统的设计带来了方便。

(4) 状态观测器的引入不改变原状态反馈系统的传递函数矩阵。这是因为:如果与讨论特性(2)时一样对含状态观测器的状态反馈控制系统式(2.5-236)引入变换矩阵为

$$P = \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ I_n & -I_n \end{bmatrix} \text{ 的非奇异变换,在新的状态空间有}$$

$$\bar{A}_{KM} = PA_{KM}P^{-1} = \begin{bmatrix} A-BK & BK \\ 0 & A+MC \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_{KM} = PB_{KM} = \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ I_n & -I_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\bar{C}_{KM} = C_{KM}P^{-1} = [C \ 0] \begin{bmatrix} I_n & 0 \\ I_n & -I_n \end{bmatrix} = [C \ 0]$$

非奇异变换不改变系统的传递函数矩阵,所以有

$$G_{KM}(s) = C_{KM}(sI-A_{KM})^{-1}B_{KM} = \bar{C}_{KM}(sI-\bar{A}_{KM})^{-1}\bar{B}_{KM} \\ = [C \ 0] \begin{bmatrix} sI-A+BK & -BK \\ 0 & sI-A-MC \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \\ = [C \ 0] \begin{bmatrix} (sI-A+BK)^{-1} & -(sI-A+BK)^{-1}(-BK)(sI-A-MC)^{-1} \\ 0 & (sI-A-MC)^{-1} \end{bmatrix} \times \\ \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} = [C(sI-A+BK)^{-1}C - (sI-A+BK)^{-1} \times \\ (-BK)(sI-A-MC)^{-1}] \times \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \\ = C(sI-A+BK)^{-1}B = G_K(s) \quad (2.5-242)$$

(5) 由状态观测器的讨论知,有  $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}(t) = x(t)$ , 即状态重构是渐近重构。因此在过渡过程阶段,状态重构值并不等于状态真实值,使得闭环系统的动态过程与是否引入状态观测器有关。由于系统的状态反馈信号由状态观测器提供,所以通常要求状态观测器比状态反馈有更快的响应,一条可供参考的原则是配置状态观测器极点离虚轴的距离为状态反馈系统极点的2~3倍以上。

### 3.8 线性二次型最优控制

前面已经提到,线性二次型最优控制问题是指线性系统在二次型性能指标下的最优控制问题,它在工程实践中得到了广泛的应用,这是因为:

(1) 被控对象是线性的,最优解可以写成统一的解析表达式。

(2) 性能指标具有明确的物理意义,较易与实际系统的设计结合。

(3) 所得到的最优控制规律通常具有状态反馈形式,便于计算和工程实现。

(4) 便于兼顾系统性能指标的多方面因素,例如快速性、能量消耗、终端准确性、灵敏度和稳定性等。

#### 3.8.1 线性二次型最优控制问题的提法

给定连续线性时变受控系统

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ y(t) = C(t)x(t) \end{cases} \quad (2.5-243)$$

式中:  $x(t)$  为  $n$  维状态向量;  $u(t)$  为满足解存在唯一性条件的  $p$  维容许控制向量;  $y(t)$  为  $q$  维输出向量;  $A(t)$ 、 $B(t)$ 、 $C(t)$  分别是满足解存在唯一性条件的相应维数的系统矩阵、输入矩阵和输出矩阵。并有  $x(t_0) = x_0$  为系统初始状态,  $x(t_f) = x_f$  为系统的末状态。给出的性能指标函数是关于状态和控制的二次型函数

$$J[u(\cdot)] = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t)] dt \quad (2.5-244)$$

其中加权矩阵  $S$  为  $n \times n$  正半定对称阵,  $Q(t)$  是  $n \times n$  正半定对称阵,  $R(t)$  是  $p \times p$  正定对称阵。线性二次型最优控制问题(LQ最优控制问题)就是寻找一个容许控制  $u^*(t)$ , 使沿着由初始状态  $x_0$  出发的对应状态运动轨线  $x^*(t)$  性能指标函数式(2.5-242)达到最小值, 即有

$$J[u^*(\cdot)] = \min_{u(\cdot)} J[u(\cdot)] \quad (2.5-245)$$

称这样的控制  $u^*(\cdot)$  为线性二次型的最优控制, 其相应的运动轨线  $x^*(t)$  为最优轨线, 相应的性能指标函数  $J[u^*(\cdot)]$  为最优性能值。可见, 从数学上看, 由于  $u(\cdot)$  本身是一个向量函数,  $J[u(\cdot)]$  是以函数  $u(\cdot)$  为变量的标量函数, 即  $J[u(\cdot)]$  是一个泛函。所以, LQ最优控制问题实质上是对给定的性能指标泛函式(2.5-244), 在系统状态方程式(2.5-243)的约束下, 求条件极值以确定最优控制  $u^*(\cdot)$ 。

性能指标式(2.5-244)中的第一部分  $\frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f)$  称为终端代价, 用来限制终端误差以保证终端状态  $x(t_f)$  的准确性; 第二部分  $\frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} x^T(t) Q(t) x(t) dt$  称为过程代价, 用来限制控制过程的状态误差, 以保证系统响应过程的平滑性和具有适当的快速性; 第三部分  $\frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} u^T(t) R(t) u(t) dt$  称为控制代价, 用来限制控制量  $u(t)$  的幅值及能量, 以保证系统安全运行, 以及保证系统具有适当的节能性。

对于 LQ 最优控制问题, 按运动过程末时刻情况, 可分为“有限时间 LQ 问题”和“无限时间 LQ 问题”。在有限时间 LQ 问题中, 末时刻  $x_f$  是固定的并为有限值; 而在无限时间 LQ 问题中, 末时刻  $x_f = \infty$ 。两类 LQ 问题的求解及最优控制属性都有较大区别。



此外,从工程问题的角度,LQ最优控制问题还有“最优调节问题”和“最优跟踪问题”的区别。所谓最优调节问题就是求解最优控制  $u^*(\cdot)$ ,在满足性能指标泛函  $J[u(\cdot)]$  为最优值的同时,使系统的运动由初始状态  $x_0$  到零平衡状态  $x_e=0$ 。而最优跟踪问题是指求解最优控制  $u^*(\cdot)$ ,在满足性能指标泛函  $J[u(\cdot)]$  为最优值的同时,使系统输出  $y(t)$  跟踪某个已知或未知的参考输入信号  $y_r(t)$ 。

### 3.8.2 线性状态调节器

#### 3.8.2.1 有限时间的状态调节器问题

给定线性时变系统的状态方程

$$\dot{x}(t) = A(t)x + B(t)u, x(t_0) = x_0, t \in [t_0, t_f] \quad (2.5-246)$$

以及性能指标函数

$$J[u(\cdot)] = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [x^T(t) Q(t) x(t) + u^T(t) R(t) u(t)] dt \quad (2.5-247)$$

问题是求得最优控制  $u^*(\cdot)$ ,使其在方程(2.5-246)的约束下满足性能指标式(2.5-247)为最小的同时,使系统的运动由  $x_0$  达到平衡状态  $x_e=0$ 。为求解该问题,首先将上述条件极值问题化为无条件极值问题,为此,引入拉格朗日乘子  $\lambda(t)$  (为  $n \times 1$  向量函数),将性能指标函数式(2.5-247)表示为

$$J[u(\cdot)] = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} \left\{ \frac{1}{2} [x^T Q(t) x + u^T R(t) u] + \lambda^T [A(t)x + B(t)u - \dot{x}] \right\} dt \quad (2.5-248)$$

其次,引入哈密顿函数

$$H(x, u, \lambda, t) = \frac{1}{2} x^T(t) Q(t) x(t) + \frac{1}{2} u^T(t) R(t) u(t) + \lambda^T [A(t)x + B(t)u] \quad (2.5-249)$$

进一步把性能指标函数表示为

$$\begin{aligned} J[u(\cdot)] &= \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} [H(x, u, \lambda, t) - \lambda^T \dot{x}] dt \\ &= \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} [H(x, u, \lambda, t) - \frac{d}{dt} (\lambda^T x) + \dot{\lambda}^T x] dt \\ &= \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) - \lambda^T(t_f) x(t_f) + \lambda^T(t_0) x(t_0) + \int_{t_0}^{t_f} [H(x, u, \lambda, t) + \dot{\lambda}^T x] dt \end{aligned} \quad (2.5-250)$$

为找出式(2.5-250)取极小时  $u^*(\cdot)$  应满足的条件,需要先找出由  $u(\cdot)$  的变分  $\delta u(\cdot)$  引起的  $J[u(\cdot)]$  的变分  $\delta J[u(\cdot)]$ ,其中  $\delta u(\cdot)$  为  $u(\cdot)$  的增量函数,而  $\delta J[u(\cdot)]$  是  $\Delta J[u(\cdot)] = J[u(\cdot) + \delta u(\cdot)] - J[u(\cdot)]$  的主部。由于末时刻  $x_f$  固定,并由状态方程(2.5-246)知  $\delta u(\cdot)$  只产生  $\delta x(\cdot)$  和  $\delta x(t_f)$ ,可见,在确定  $\delta J[u(\cdot)]$  时应同时考虑  $\delta u(\cdot)$ 、 $\delta x(\cdot)$  和  $\delta x(t_f)$  的影响,于是有

$$\begin{aligned} J[u(\cdot)] &= \left\{ \frac{\partial}{\partial x(t_f)} \left[ \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) \right] - \frac{\partial}{\partial x(t_f)} [x^T(t_f) \lambda(t_f)] \right\}^T \delta x(t_f) + \\ &\quad \int_{t_0}^{t_f} \left\{ \left[ \frac{\partial}{\partial x} H(x, u, \lambda, t) + \frac{\partial}{\partial x} x^T \dot{\lambda} \right]^T \delta x + \right. \end{aligned}$$

$$\left. \left[ \frac{\partial}{\partial u} H(x, u, \lambda, t) \right]^T \delta u \right\} dt \quad (2.5-251)$$

将上式化简可得

$$J[u(\cdot)] = [Sx(t_f) - \lambda(t_f)]^T \delta x(t_f) + \int_{t_0}^{t_f} \left\{ \left[ \frac{\partial H}{\partial x} + \dot{\lambda} \right]^T \delta x + \left[ \frac{\partial H}{\partial u} \right]^T \delta u \right\} dt \quad (2.5-252)$$

根据变分法基本原理,  $J[u(\cdot)]$  取极小值的必要条件是  $\delta J[u(\cdot)] = 0$ ,由式(2.5-252)可得出最优控制  $u^*(\cdot)$  应满足

$$\dot{\lambda} = - \frac{\partial}{\partial x} H(x, u^*, \lambda, t) \quad (2.5-253)$$

$$\lambda(t_f) = Sx(t_f) \quad (2.5-254)$$

$$\frac{\partial}{\partial u} H(x, u^*, \lambda, t) = 0 \quad (2.5-255)$$

式(2.5-253)和式(2.5-254)称为伴随方程及其边界值条件,式(2.5-255)称为控制方程。将哈密顿函数式(2.5-249)代入式(2.5-255),可得

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{\partial}{\partial u} H(x, u^*, \lambda, t) \\ &= \frac{\partial}{\partial u} \left\{ \frac{1}{2} [x^T Q(t) x + u^{*T} R(t) u^*] + \lambda^T [A(t)x + B(t)u^*] \right\} \\ &= R(t)u^* + B^T(t)\lambda \end{aligned} \quad (2.5-256)$$

进而可得到最优控制  $u^*(\cdot)$  为

$$u^*(\cdot) = -R^{-1}(t)B^T(t)\lambda \quad (2.5-257)$$

同时,由系统状态方程(2.5-246)及式(2.5-253)、式(2.5-254)可得到如下两个关于最优控制时的方程及其边界条件:

$$\begin{cases} \dot{x}^* = A(t)x^* - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)\lambda \\ x^*(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (2.5-258)$$

$$\begin{cases} \dot{\lambda} = -A^T(t)\lambda - Q(t)x^* \\ \lambda(t_f) = Sx^*(t_f) \end{cases} \quad (2.5-259)$$

由上述方程和边界条件可知,  $\lambda(t)$  与  $x(t)$  为线性关系,可以表示为

$$\lambda(t) = P(t)x^*(t) \quad (2.5-260)$$

其中,  $P(t)$  为  $n \times n$  矩阵,将式(2.5-260)代入式(2.5-259)可得

$$\dot{\lambda} = -A^T(t)P(t)x^*(t) - Q(t)x^*(t) \quad (2.5-261)$$

由式(2.5-260)又进一步可得到

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= \dot{P}(t)x^*(t) + P(t)\dot{x}^*(t) \\ &= \dot{P}(t)x^*(t) + P(t)A(t)x^*(t) - \\ &\quad P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)x^*(t) \end{aligned} \quad (2.5-262)$$

显然,考虑到  $x^*(t) \neq 0$ ,则  $P(t)$  应满足下列方程

$$\begin{aligned} -\dot{P}(t) &= P(t)A(t) + A^T(t)P(t) + Q(t) - \\ &\quad P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t) \end{aligned} \quad (2.5-263)$$

这是一个被称为黎卡提(Ricatti)矩阵方程的非线性微分方程,求解它所需的  $n$  个边界条件可由式(2.5-259)和式(2.5-260)直接得到

$$P(t_f) = S \quad (2.5-264)$$

总结上述的讨论过程,求解线性系统式(2.5-246)在二次型性能指标式(2.5-247)下的有限时间状态调节器问题时,首先由终端条件式(2.5-264)求解黎卡提方程式(2.5-263),

然后将  $P(t)$  代入最优控制  $u^*(\cdot)$ , 得

$$u^*(t) = -R^{-1}(t)B^T(t)P(t)x^*(t) \quad (2.5-265)$$

显然最优控制  $u^*(t)$  是状态反馈的形式。这时系统的状态空间描述为

$$\begin{cases} \dot{x}^* = [A(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)]x^*(t) \\ x^*(t_0) = x_0, t \in [t_0, t_f] \end{cases} \quad (2.5-266)$$

系统的状态最优运动轨迹  $x^*(t)$  是上述方程的解。系统的最优性能值  $J[u^*(\cdot)]$  为

$$J^*[u^*(\cdot)] = \frac{1}{2}x^T(t_0)P(t_0)x(t_0) = \frac{1}{2}x_0^T P(t_0)x_0 \quad (2.5-267)$$

线性定常系统有限时间 LQ 问题的有关结论可参照时变系统得出。

### 3.8.2.2 无限时间的状态调节器问题

将上述 LQ 问题的末时刻  $x_f$  取为无穷大, 即把式(2.5-246)的时间区间  $[t_0, t_f]$  扩展为  $[t_0, \infty]$ , 就把相应的 LQ 问题化为无限时间的状态调节器问题。由于这时考虑的是使系统最终达到平衡状态  $x_e=0$ , 所以在性能指标函数式(2.5-247)中不需要再包含终端代价部分。另外从工程背景出发, 以讨论线性定常系统为主。因此, 无限时间状态调节器问题可以表述为: 给定线性定常系统的状态方程

$$\dot{x}(t) = Ax + Bu, x(t_0) = x_0, t \in [t_0, \infty] \quad (2.5-268)$$

以及性能指标函数

$$J[u(\cdot)] = \int_{t_0}^{t_f} [x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)]dt \quad (2.5-269)$$

求取最优控制  $u^*(\cdot)$ , 使其在方程式(2.5-268)的约束下满足性能指标式(2.5-269)为最小的同时, 使系统的运动由  $x_0$  达到平衡状态  $x_e=0$ 。这里, 系统的系数矩阵  $A$ 、 $B$  和性能指标函数的相关权矩阵  $Q$ 、 $R$  都为常数矩阵, 并要求系统完全能控。参照上面关于时变系统有限时间状态调节器的讨论, 定常系统无限时间状态调节器问题可以得出如下结论:

(1) 最优控制  $u^*(\cdot)$  为

$$u^*(t) = -R^{-1}B^T Px^*(t) \quad (2.5-270)$$

其中, 矩阵  $P$  是黎卡提(Ricatti)矩阵代数方程

$$PA + A^T P + Q - PBR^{-1}B^T P = 0 \quad (2.5-271)$$

的解, 并且  $P$  必为正定对称矩阵。可见, 这类状态调节器仍然是状态反馈控制形式, 与有限时间状态调节器不同的是这时的状态反馈矩阵是常数矩阵, 给工程实现带来很大方便。

(2) 系统的状态空间描述为

$$\dot{x}^* = [A(t) - BR^{-1}B^T P]x^*(t), x^*(t_0) = x_0 \quad (2.5-272)$$

系统状态最优运动轨迹  $x^*(t)$  是该方程的解。

(3) 最优性能值  $J[u^*(\cdot)]$  为

$$J^*[u^*(\cdot)] = x^T(t_0)Px(t_0) = x_0^T Px_0 \quad (2.5-273)$$

(4) 当  $R$ 、 $Q$  均为正定矩阵或  $R$  为正定矩阵、 $Q$  为正半定矩阵且  $\{A, Q^{1/2}\}$  能观时, 最优调节系统式(2.5-272)必为大范围渐近稳定。

### 3.8.3 线性输出跟踪器

线性跟踪问题是线性调节问题的自然推广, 同样分有限时间和无限时间两个方面来讨论。

#### 3.8.3.1 有限时间的输出跟踪器问题

给定线性系统为

$$\begin{cases} \dot{x} = A(t)x + B(t)u \\ y = C(t)x \end{cases} \quad (2.5-274)$$

式中:  $x(t)$  为  $n$  维状态向量;  $u(t)$  为  $p$  维控制向量;  $y(t)$  为  $q$  维输出向量;  $A(t)$ 、 $B(t)$ 、 $C(t)$  分别是相应维数的系统矩阵、输入矩阵和输出矩阵。并有  $x(t_0)=x_0$  为系统初始状态,  $x(t_f)=x_f$  为系统的末状态。现要求系统的输出  $y(t)$  跟踪指定的参考输入信号  $y_r(t)$  [与系统输出  $y(t)$  同维数], 寻求最优控制  $u^*(\cdot)$ , 使性能指标函数

$$J[u(\cdot)] = \frac{1}{2}[y(t_f) - y_r(t_f)]^T F[y(t_f) - y_r(t_f)] + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} \{ [y(t) - y_r(t)]^T Q(t)[y(t) - y_r(t)] + u^T(t)R(t)u(t) \} dt \quad (2.5-275)$$

取极小值。式中  $F$  和  $Q(t)$  为正半定阵,  $R(t)$  为正定阵。与求解有限时间状态调节器问题一样, 采用变分的办法。相关的式子有:

(1) 哈密顿函数。

$$H(x, u, \lambda, t) = \frac{1}{2}[C(t)x - y_r(t)]^T Q(t)[C(t)x - y_r(t)] + \frac{1}{2}u^T(t)R(t)u(t) + \lambda^T[A(t)x + B(t)u] \quad (2.5-276)$$

(2) 控制方程。

$$0 = \frac{\partial}{\partial u} H(x, u^*, \lambda, t) = R(t)u^* + B^T(t)\lambda \quad (2.5-277)$$

得到

$$u^*(\cdot) = -R^{-1}(t)B^T(t)\lambda \quad (2.5-278)$$

(3) 伴随方程。

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= -\frac{\partial}{\partial x} H(x, u^*, \lambda, t) \\ &= -C^T(t)Q(t)[C(t)x - y_r(t)] - A^T(t)\lambda \end{aligned} \quad (2.5-279)$$

及其边界值条件

$$\begin{aligned} \lambda(t_f) &= \frac{\partial}{\partial x(t_f)} \left\{ \frac{1}{2}[C(t_f)x(t_f) - y_r(t_f)]^T \times \right. \\ &\quad \left. F[C(t_f)x(t_f) - y_r(t_f)] \right\} \\ &= C^T(t_f)F[C(t_f)x(t_f) - y_r(t_f)] \end{aligned} \quad (2.5-280)$$

而状态方程变为

$$\dot{x}^*(t) = A(t)x^*(t) - B(t)R^{-1}(t)B^T(t)\lambda(t) \quad (2.5-281)$$

由于伴随方程及其边界值条件都含有  $y_r(t)$ , 故不能像线性调节器仅设定  $\lambda(t)$  与  $x(t)$  有线性关系, 而设定为

$$\lambda(t) = P(t)x^*(t) - \xi(t) \quad (2.5-282)$$

其中,  $\xi(t)$  与  $\lambda(t)$  同维。由式(2.5-282)可得

$$\dot{\lambda}(t) = \dot{P}(t)x^*(t) + P(t)\dot{x}^*(t) - \dot{\xi}(t) \quad (2.5-283)$$

将式(2.5-281)和(2.5-282)代入式(2.5-283), 得

$$\dot{\lambda}(t) = [\dot{P}(t) + P(t)A(t) - P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t)]x^*(t) + P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)\xi(t) - \dot{\xi}(t) \quad (2.5-284)$$

而将式(2.5-282)代入伴随方程(2.5-279)得到

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= -[C^T(t)Q(t)C(t) + A^T(t)P(t)]x^*(t) + \\ &\quad C^T(t)Q(t)y_r(t) + A^T(t)\xi(t) \end{aligned} \quad (2.5-285)$$

由上两式得到黎卡提(Ricatti)矩阵方程为

$$\begin{aligned} \dot{P}(t) &= -P(t)A(t) - A^T(t)P(t) + \\ &\quad P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t) - C^T(t)Q(t)C(t) \end{aligned} \quad (2.5-286)$$

和

$$\dot{\xi}(t) = -[A^T(t) - P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)]\xi(t) - C^T(t)Q(t)y_r(t) \quad (2.5-287)$$

令式(2.5-282)中  $t = t_f$ , 并对应  $\lambda(t)$  的边界值条件(2.5-280), 可得  $P(t)$ 、 $\xi(t)$  的边界值

$$P(t_f) = C^T(t_f)FC(t_f) \quad (2.5-288)$$

和

$$\xi(t_f) = C^T(t_f)Fy_r(t_f) \quad (2.5-289)$$

应用边界值式(2.5-288)解方程式(2.5-286)得到  $P(t)$ , 同理应用边界值式(2.5-289)解方程式(2.5-287)得到  $\xi(t)$ , 然后代入式(2.5-282)及式(2.5-278)就得到最优控制

$$u^*(t) = -R^{-1}(t)B^T(t)P(t)x^*(t) + R^{-1}(t)B^T(t)\xi(t) \quad (2.5-290)$$

可见, 有限时间的输出跟踪器由两部分组成: 一部分是状态反馈, 这与状态调节器相同; 另一部分与被跟踪的参考输入信号  $\xi(t)$  有关, 可以理解为输入信号的前置滤波器。

### 3.8.3.2 无限时间的输出跟踪器问题

与有限时间跟踪器类似, 无限时间跟踪器问题讨论线性系统式(2.5-274)输出  $y(t)$  跟踪指定的参考输入信号  $y_r(t)$  的最优控制  $u^*(\cdot)$ 。其中性能指标函数为

$$J[u(\cdot)] = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} ([y(t) - y_r(t)]^T Q(t) [y(t) - y_r(t)] + u^T(t) R(t) u(t)) dt \quad (2.5-291)$$

这时性能指标函数中无末值项, 且积分项上限为  $\infty$ 。由上面的讨论可知, 该问题的黎卡提矩阵方程仍然是

$$\begin{aligned} \dot{P}(t) = & -P(t)A(t) - A^T(t)P(t) + \\ & P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)P(t) - C^T(t)Q(t)C(t) \end{aligned} \quad (2.5-292)$$

和

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) = & -[A^T(t) - P(t)B(t)R^{-1}(t)B^T(t)]\xi(t) - \\ & C^T(t)Q(t)y_r(t) \end{aligned} \quad (2.5-293)$$

但  $P(t)$ 、 $\xi(t)$  的边界值条件变为  $P(t_f) = 0$  和  $\xi(t_f) = 0$ 。最优控制  $u^*(t)$  为

$$u^*(t) = -R^{-1}(t)B^T(t)\bar{P}(t)x^*(t) + R^{-1}(t)B^T(t)\bar{\xi}(t) \quad (2.5-294)$$

其中,  $\bar{P}(t)$  和  $\bar{\xi}(t)$  是上述黎卡提矩阵方程在新的边界值条件下的解当  $t_f \rightarrow \infty$  的极限, 即

$$\bar{P}(t) = \lim_{t_f \rightarrow \infty} P(t, t_f) \quad (2.5-295)$$

$$\bar{\xi}(t) = \lim_{t_f \rightarrow \infty} \xi(t, t_f) \quad (2.5-296)$$

如所讨论的系统是线性定常系统, 当  $t_f \rightarrow \infty$  时  $P(t, t_f)$  和  $\xi(t, t_f)$  都为常数, 因此上述黎卡提矩阵方程退化为代数方程

$$-PA - A^T P + PBR^{-1}B^T P - C^T Q C = 0 \quad (2.5-297)$$

和

$$-[A^T - PBR^{-1}B^T]\bar{\xi} - C^T Q y_r = 0 \quad (2.5-298)$$

## 第6章 智能控制

智能控制是近年来控制理论与控制工程领域研究的前沿课题之一,智能控制的研究内容有:模糊控制、神经网络控制、基于专家知识的控制、仿人智能控制和遗传算法等,本章将介绍智能控制的基本理论和应用实例。

### 1 智能控制概述

自从美国科学家维纳在20世纪40年代创立控制论以来,自动控制理论经历了经典控制理论和现代控制理论两个重要发展阶段。应用经典控制理论和现代控制理论对系统进行分析、综合和设计都必须以严格和精确的数学模型为基础。而在科技和生产水平高速发展的今天,系统的规模、不确定性和复杂性日益增大,传统控制理论对精确数学模型的依赖性使其应用受到很大限制,必须突破旧的模式以适应社会发展对自动化提出的新要求。近来,把传统控制理论与模糊逻辑、神经网络、遗传算法等人工智能技术相结合,充分利用人类的控制知识对复杂系统进行控制,逐渐形成了智能控制理论的雏形。

智能控制不同于经典控制理论和现代控制理论的处理方法,控制器不再是单一的数学解析模型,而是数学解析模型和知识系统相结合的广义模型。

智能控制是研究与模拟人类智能活动及其控制与信息传递过程的规律,研制具有仿人智能的工程控制与信息处理系统。智能控制具有以下基本特点。

(1) 智能控制系统应能对复杂系统,如非线性、快时变、复杂多变量、环境扰动等进行有效的全局控制,并具有较好的容错能力。

(2) 定性决策和定量控制相结合的多模态组合控制。

(3) 智能控制的基本目的是从系统的功能和整体优化的角度来分析和综合系统,以实现预定的目标,智能控制应具有自组织能力。

(4) 人的知识在控制中起着重要的协调作用,智能控制系统在信息处理上,既有数学运算,又有逻辑和知识推理能力。

#### 1.1 智能控制的发展历史与现状

从20世纪60年代起,由于空间技术、计算机技术及人工智能技术的发展,控制界学者在研究自组织、自学习控制的基础上,为了提高控制系统的自学习能力,开始注意将人工智能技术与方法应用于控制系统。

20世纪60年代初期,F.W. Smith提出采用性能模式识别器来学习最优控制方法的新思想,试图利用模式识别技术来解决复杂系统的控制问题。Smith采用线性判别器作为控制器的核心,先对控制器进行开环训练,确定线性判别函数的系数,即可用来工作。1965年,美国著名控制论专家Zadeh创立了模糊集合论,为解决复杂系统的控制问题提供了强有力的数学工具;同年,美国著名科学家Feigenbaum着手研制世界上第一个专家系统,华裔学者傅京孙教授首先提出把人工智能中的直觉推理方法用于学习控制系统。1966年,Mendel进一步在空间飞行器的学习控制系统中应用了

人工智能技术,并提出了“人工智能控制”的概念。直到1967年,Leondes和Mendel才首先正式使用“智能控制”一词,并把记忆、目标分解等一些简单的人工智能技术用于学习控制系统,以提高系统处理不确定性问题的能力。这标志着智能控制的思想已经萌芽。

从20世纪70年代初开始,傅京孙、Gloriso和Saridis等人从控制论角度进一步总结了人工智能技术与自适应、自组织、自学习控制的关系,正式提出了智能控制就是人工智能技术与控制理论的交叉,并创立了人一机交互式分级递阶智能控制的系统结构。他们在核反应堆、城市交通等控制中成功地应用了智能控制系统。这些研究成果为分级递阶智能控制的形成奠定了基础。

20世纪70年代中期前后,以模糊集合论为基础,从模仿人的控制决策思想出发,智能控制在另一个方向——规则控制(rule-based control)上也取得了重要的进展。1974年,英国学者Mamdani将模糊集和模糊语言逻辑运用于控制,创立了基于模糊语言描述控制规则的模糊控制器,并成功地用于工业过程控制。1979年,他又成功地研制出自组织模糊控制器,使模糊控制器具有了较高的智能。模糊控制的形成和发展,以及与人工智能中的产生式系统、专家系统思想的相互渗透,对智能控制理论的形成起了十分重要的推动作用。20世纪70年代可以看作是智能控制的形成期。

进入20世纪80年代以来,由于计算机的迅速发展以及人工智能的重要领域——专家系统技术的逐渐成熟,使得智能控制和决策的研究及应用领域逐步扩大,并取得了一批应用成果。例如,1982年Fox等人实现了加工车间调度专家系统ISIS;1983年Saridis把智能控制用于机器人系统;1984年LISP公司成功研制了用于分布式的实时过程控制专家系统PicoN;1986年M. Lattimer和Wright等人开发的混合专家系统控制器Hexscon是一个实验型的基于知识的实时控制专家系统,用来处理军事和现代化工业中出现的控制问题。1987年4月,美国Foxboro公司公布了新一代的IA系列智能自动控制系统。这种系统体现了传感器技术、自动控制技术、计算机技术和过程知识在生产自动化应用方面的综合先进水平,能够为用户提供安全可靠的最合适的过程控制系统。这就标志着智能控制系统已由研制、开发阶段转向应用阶段。

应该特别指出,20世纪80年代中后期,由于神经网络的研究获得了重要进展,这一领域吸引了众多学科的科学家、学者。如今在控制、计算机、神经生理学等学科的密切配合下,在“智能控制论”的旗帜下,又在寻求新的合作,神经网络理论和应用研究为智能控制的研究起到了重要的促进作用。

智能控制是当前国内外人工智能、自动化、计算机技术领域中的热门课题,受到学术界、工程界和企业界的广泛关注,正在积极进行有关智能控制的理论方法和应用技术的研究与开发工作,取得了许多新进展、新成果。

智能控制系统是一门跨学科,需要多学科提供基础支持的技术科学,因此智能控制系统必然是一个综合集成智能系统。“综合”体现了方法的多样性,而“集成”则体现了各



种方法的统一性。

## 1.2 智能控制与传统控制的关系

自动控制理论的发展一般分为以下三个阶段。

(1) 20 世纪 40~60 年代, 称为经典控制理论阶段。经典控制理论主要研究单变量控制系统, 应用传递函数、频率特性、根轨迹等方法在频率域内进行系统分析, 其控制原理是负反馈闭环系统, 以自动调节器作为反馈控制系统的中心环节。经典控制理论对自动化技术的发展起了很大的推动作用, 至今仍在许多工程与领域中得到广泛的应用。

(2) 20 世纪 60~70 年代, 称为现代控制理论阶段。现代控制理论主要以多变量控制为研究对象, 在时间域内应用状态方程进行系统分析, 其建模方法不再局限于对象的物理特性, 而是向建立一般化的参数估计与系统辨识理论扩展。现代控制理论是近 30 多年来自动控制系统与理论获得进展的一个重要标志, 已经在空间技术等领域得到了成功的应用。

经典控制理论与现代控制理论被统称为传统控制理论。它们的共同特点都是基于被控对象的精确数学模型, 即控制对象和干扰都要用严格的数学方程和函数表示, 控制任务和目标一般都比较直接明确, 控制对象的不确定性和外界变化只允许在一个很小的范围内。但是实际上, 许多工业对象和控制目标常常具有非线性、时变性和各种不确定性, 难以建立精确的数学模型。虽然自适应、自校正等控制理论可以对缺乏数学模型的被控对象进行在线识别, 但这些递推算法实时性差, 使用范围受到了很大的限制。

(3) 20 世纪 60 年代末发展起来的智能控制是控制的高级阶段, 是现代科学技术综合的产物。它应用人工智能的理论和技术及运筹学的优化方法与控制理论相结合, 能克服被控对象和环境所具有的高度复杂性和不确定性, 仿效人类的智能, 实现对系统有效的控制。智能控制系统是以知识为基础的系统。因此以知识的表示、获取和利用为中心的知识工程是智能控制的重要基础。而专家系统、模糊控制、神经网络等理论与技术的发展又为它注入了新鲜血液, 使得智能控制理论和技术得到迅速的发展。当然, 在智能控制系统中, 并不排斥传统控制理论, 信息与反馈概念在智能控制理论中仍占据着重要地位。在分层递阶结构的智能控制系统中, 执行级常常采用传统理论进行设计。这些都说明智能控制理论与传统控制理论两者之间的紧密联系。

一般来说, 智能控制系统有以下几个功能特点。

(1) 学习功能: 系统能对一个过程或未知环境所提供的信息进行识别、记忆、学习, 并能将得到的经验用于估计、分类、决策或控制, 从而使系统的性能得到进一步改善, 这种功能类似于人的学习过程。

(2) 适应功能: 从系统角度来看, 系统的智能行为是一种从输入到输出的映射关系, 是一种不依赖于模型的自适应估计, 因此比传统的自适应控制有更好更高层次的适应能力。有一定水平的智能控制系统, 除了对系统输入输出的自适应估计外, 还可包括系统的故障诊断及故障自修复功能。

(3) 组织功能: 系统对于复杂的任务和各种传感器信息具有自行组织、自行协调的功能。它可以在任务要求范围内自行决策, 出现多目标时可以适当地自行解决。因此系统具有较好的主动性和灵活性。

传统控制适于解决线性、时不变等相对简单的控制问题, 这些问题用智能方法同样也可以解决。智能控制是对传统控制理论的发展, 传统控制是智能控制的一个组成部分, 是智能控制的低级阶段。在这个意义上, 传统控制和智能控

制可以统一在智能控制的框架下。

智能控制的产生来源于被控系统的高度复杂性、高度不确定性及人们要求越来越高的控制性能, 可以概括为, 智能控制是“三高三性”的产物, 它的创立和发展需要对当代多种前沿学科、多种先进技术和多种科学方法, 加以高度综合和利用。因此, 智能控制无疑是控制论发展的高级阶段。

## 1.3 智能控制的主要内容与当前的研究热点

智能控制是针对系统的复杂性、非线性、不确定性而提出来的。目前智能控制的主要研究内容有: ① 基于专家系统的专家智能控制; ② 基于模糊推理和计算的模糊控制器; ③ 基于人工神经网络的神经网络控制器; ④ 基于信息论、遗传算法和以上三种方法的集成型智能控制。

(1) 模糊控制 (Fuzzy control)。1965 年 L. A. Zadeh 教授创立了模糊集理论并得到了较快的发展和实际的应用, 成为智能控制领域中的一个重要分支。20 世纪 70 年代中期以 E. H. Mamdani 为代表的一批学者提出了模糊控制的概念, 标志着模糊控制的正式诞生。

模糊控制的基本思想是把人类专家对待定的被控对象或过程的控制策略总结成一系列以 IF (条件)、THEN (作用) 产生式形式表示的控制规则, 通过模糊推理得到控制作用集, 作用于被控对象或过程。控制作用集为一组条件语句, 状态条件和控制作用均为一组被量化的模糊语言集, 如“正大”、“负大”、“高”、“低”、“正常”等。它们共同构成控制过程的模糊算法。

- 1) 定义模糊子集, 建立模糊控制规则。
- 2) 由基本论域转变为模糊集合论域。
- 3) 模糊关系矩阵运算。
- 4) 模糊推理合成, 求出控制输出模糊子集。
- 5) 进行逆模糊运算、判决, 得到精确控制量。

(2) 专家控制系统。专家系统是人工智能应用领域最成功的分支之一, 始于 20 世纪 60 年代中期。随着应用的不断成功, 专家系统技术越来越受人们的重视。20 世纪 80 年代专家系统的概念和方法被引入控制领域, 促进了专家控制系统的研究和应用, 它在控制领域的应用已涉及控制系统辅助设计、分析和专家控制等方法。这实际上可以视为利用计算机通过模拟人的经验来实现对复杂系统的控制。

大多数专家系统主要由 4 部分组成:

- 1) 知识库, 包括事实、判断、规则、经验知识等。
- 2) 推理机——把知识库中的专家知识及数据库中的有关事实, 以一定的推理方式进行逻辑推理 (匹配) 给出结论。
- 3) 解释机制是专家系统区别于传统计算机程序的主要特征之一, 它可以向用户回答如何导出推理的结论, 完成 how, why 的工作。
- 4) 知识获取系统, 主要完成机器学习。

专家控制可定义为: 具有模糊专家智能的功能, 采用专家系统技术与控制理论相结合的方法设计控制系统。专家控制系统的出现, 改变了传统的控制系统设计中单纯依靠数学模型的局面, 使知识模型与数学模型相结合, 知识信息处理技术与控制技术相结合, 是人工智能与控制理论方法和技术相结合的典型产物。

专家控制系统具有如下特点:

- 1) 它在一定程度上模拟人的思维活动规律, 能进行自动推理, 善于应付各种变化, 有透明性和灵活性。
- 2) 它可以不断监督生产过程, 实现特定性能指标下的



优化控制,能处理大量低层信息,可进行操作指导。

3) 相对传统控制,扩展了许多功能,如复杂系统的高质量控制、故障诊断和容错控制、参数和算法的自动修改,不同算法的组合等。

4) 深层知识的引入,可以弥补专家经验的不足,可以自然地消除决策冲突。

(3) 分级递阶智能控制。分级递阶智能控制也称为基于信息论的智能控制,它是在研究学习控制系统的基础上,从工程控制出发,总结人工智能与自适应控制、自学习控制及自组织控制的关系后逐渐形成的。最初由 G. N. Saridis 提出。该系统由组织级、协调级、执行级组成。在这类多级智能控制系统中,智能主要体现在高的层次上,执行级中仍然采用现有数学解析控制算法,因此,执行级不便处理过程中的定性信息和利用人的直觉推理、逻辑和经验,难以获得对不确定性系统的有效控制。

(4) 神经网络控制。神经网络的研究已有较长的历史,最早的研究是 20 世纪 40 年代心理学家 McCulloch 和数学家 Pitts 合作提出的兴奋与抑制型神经元模型和 Hebb 提出的神经元连接强度的修改规则,他们的研究结果至今仍是许多神经网络模型研究的基础。20 世纪 50 年代、60 年代的代表性工作有 Rosenblatt 的感知机和 Widrow 的自适应线性元件 Adaline。1969 年, Minsky 和 Papert 合作发表了颇有影响的 Perceptron 一书,得出了消极悲观的论点,加上数字计算机正处于全盛时期并在人工智能领域取得显著成就,20 世纪 70 年代人工神经网络的研究处于低潮。进入 20 世纪 80 年代后,传统的 Von Neumann 数字计算机在模拟视听觉的人工智能方面遇到了物理上不可逾越的极限。与此同时, Rumelhart 与 McClelland 以及 Hopfield 等人在神经网络领域取得了突破性进展,研究神经网络的热潮再次掀起。目前在研究方法上已形成多个流派,最富有成果的研究工作包括:多层网络 BP 算法, Hopfield 网络模型,自适应共振理论 (ART),自组织特征映射理论 (SOFM) 等。人工神经网络是在现代神经科学的基础上提出来的。它虽然反映了人脑功能的基本特性,但远不是自然神经网络的逼真描写,而只是它的某种简化抽象和模拟。

人工神经网络的以下几个突出的优点使它近年来引起人们的极大关注:

1) 可以充分逼近任意复杂的非线性关系。

2) 所有定量或定性的信息都等势分布储存于网络内的各神经元,故有很强的鲁棒性和容错性。

3) 采用并行分布处理方法,使得快速进行大量运算成为可能。

4) 对复杂不确定问题具有自适应和自学习能力。

5) 能够同时处理定量、定性知识。

从控制角度看,寻求高可靠、鲁棒性、适应性、智能型和简便易行的控制理论和方法,以满足控制复杂系统高维数、非线性、强干扰、不确定、难建模、时滞未知、快速多变的要求,一直是控制学科追求的目标。而神经网络的优点,无疑为人们提供了一条新的思路 and 选择。

至今为止已有 50 多种神经网络模型发表在各类文献中。神经网络从结构上可分为前向网络和反馈网络,从变量形式上可分为连续型网络和离散型网络,从性质上可分为静态网络和动态网络。

在本章的其余部分,将分别介绍模糊控制、神经网络控制、基于专家知识的控制、仿人智能控制和遗传算法的基本原理及其应用示例。

## 2 模糊控制

1965 年,美国加利福尼亚大学教授 L. A. Zadeh 提出了模糊集理论,开创了模糊数学的历史。1973 年,他又给出了模糊推理的理论基础。从此,模糊数学得到逐渐发展与应用。1974 年伦敦大学的 E. H. Mamdani 成功地将模糊理论应用于锅炉和汽轮机的过程控制,从此,模糊控制得到迅速发展。模糊控制较大规模的研究是从 1980 年开始的。1985 年,模糊推理集成块开始开发。1986 年,在日本,基于模糊控制技术所开发的产品及系统开始出现,并在实际应用中取得明显的经济效益。之后,模糊控制在许多国家和地区如美国、西欧、中国、东南亚引起了广泛的重视,并受到国际控制理论学术界的关注。

模糊控制是建立在人工经验基础上的。对于一个熟练的操作人员,他并非要了解被控对象精确的数学模型,而是凭借其丰富的实践经验,采取适当的对策来巧妙地控制一个复杂过程。若能把这些熟练操作人员的实践经验加以总结和描述,并用语言表达出来,它就是一种定性的、不精确的控制规则。如果用模糊数学将其定量化就转化为模糊控制算法,从而形成模糊控制理论。它的迅速发展,应归结于模糊控制器的一些明显的特点。

(1) 无需知道被控对象的数学模型。模糊控制是以人的控制经验为依据而设计的控制器,故无需知道被控系统的数学模型。

(2) 是一种反映人类智慧思维的智能控制。模糊控制采用人类思维中的模糊量,如“高”、“中”、“低”、“大”、“小”等,控制量由模糊推理导出。这些模糊量和模糊推理是人类通常智能活动的体现。

(3) 易被人们所接受。模糊控制的核心是控制规则,这些规则是以人类语言表示的,如“衣服较脏,则投入洗涤剂较多、洗涤时间较长”。显然,这些规则易被一般人所接受和理解。

(4) 构造容易。用单片机等来构造模糊控制系统,其结构与一般的数字控制系统无异,模糊控制算法用软件实现。

(5) 鲁棒性好。模糊控制系统无论被控对象是线性的还是非线性的,都能执行有效的控制,具有良好的鲁棒性和适应性。

本节将介绍模糊控制的基本理论 and 应用成果,包括模糊关系及其模糊推理,模糊控制系统原理,模糊控制器设计和模糊控制应用示例。

### 2.1 模糊关系及其模糊推理

#### 2.1.1 模糊集合的概念

集合,一般是指具有某种属性的、确定的、彼此间可以区别的事物的全体。组成集合的事物称为集合的元素或元。集合通常是不能加以精确确定的,只能给出一种描述。

在经典集合中,描述元素是否属于该集合通常采用特征函数。设  $A$  是论域  $X$  上的集合,记  $\mu_A(x)$  为集合  $A$  的特征函数,则

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & x \in A \\ 0 & x \notin A \end{cases}$$

特征函数  $\mu_A(x)$  表征了元素  $x$  对集合  $A$  的隶属程度。当  $\mu_A(x)=1$  时,表示  $x$  完全属于  $A$ ;当  $\mu_A(x)=0$  时,表示  $x$  完全不属于  $A$ 。而模糊集合中没有这种非此即彼的现象。模糊集合不同于经典集合,它是没有精确边界的集合。将特征函数的取值由二值逻辑  $\{0, 1\}$  扩大到闭区间  $[0, 1]$ ,

用一个隶属函数  $\mu_a(x)$  表示  $x \in A$  的程度,  $\mu_a(x)$  的取值在 0~1 之间。这意味着, 从“属于一个集合”到“不属于一个集合”之间的转变是逐渐的, 这个平滑的转变由隶属函数来表征, 它使模糊集合可以灵活地对普遍采用的语言量进行建模, 如“水是热的”或“温度高”等。

设  $U$  为一可能是离散或连续的集合, 用  $\{u\}$  表示,  $U$  被称为论域,  $u$  表示论域  $U$  的元素, 模糊集合是用隶属函数来表示的。论域  $U$  中模糊集  $F$  用一个区间  $[0, 1]$  上的取值的隶属函数  $\mu_F$  来表示, 如

$$\text{sig}(x; a, c) = \frac{1}{1 + \exp[-a(x-c)]} \quad (2.6-1)$$

$\mu_F(u) = 1$ , 表示  $u$  完全属于  $F$ ;  $\mu_F(u) = 0$ , 表示  $u$  完全不属于  $F$ ;  $0 < \mu_F(u) < 1$ , 表示  $u$  部分属于  $F$ 。 $\mu_F(u)$  是用来表示  $u$  隶属于  $U$  的程度。模糊集可看成隶属度只取 0 和 1 的普通集的推广, 那么  $U$  中的模糊集  $F$  可以用元素  $u$  和它的隶属度来表示:

$$F = \{[u, \mu_F(u)] | u \in U\}$$

模糊集合的表达方式有以下几种。

(1) 向量表示法。当论域  $X$  为有限点集, 即  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  时,  $X$  上的模糊集可以用向量  $A$  来表示, 即

$$A = (\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n)$$

这里  $\mu_i = A(x_i)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$ 。

一般地, 若一向量的每个坐标都在  $[0, 1]$  之中, 则称其为模糊向量。

在向量表示法中, 隶属度为 0 的项不能省略。

(2) Zadeh 表示法。给定有限论域  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ ,  $A$  为  $X$  上的模糊集合

$$A = \frac{\mu_1}{x_1} + \frac{\mu_2}{x_2} + \dots + \frac{\mu_n}{x_n}$$

其中,  $\mu_i/x_i$  并不表示“分数”, 而是论域中元素  $x_i$  与其隶属度  $A(x_i)$  之间的对应关系。“+”号也不表示求和, 而是表示将各项汇总, 表示集合概念。若  $\mu_i = 0$ , 可以略去该项。

(3) 序偶表示法。将论域中的元素  $x_i$  与隶属度  $A(x_i)$  构成序偶来表示  $A$ , 则

$$A = \{[x_1, A(x_1)], [x_2, A(x_2)], \dots, [x_n, A(x_n)]\}$$

此种方法隶属度为 0 的项可不列入。

例 2.6-1 设  $X = \{1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10\}$ , 以  $A$  表示“小的数”, 分别写出上述三种模糊集合的表示方式。

解: Zadeh 表示法:

$$A = \frac{1}{1} + \frac{0.9}{2} + \frac{0.7}{3} + \frac{0.5}{4} + \frac{0.3}{5} + \frac{0.1}{6} + \frac{0}{7} + \frac{0}{8} + \frac{0}{9} + \frac{0}{10}$$

为了简略起见, 常常把  $A(x_i) = 0$  的部分省去, 即

$$A = \frac{1}{1} + \frac{0.9}{2} + \frac{0.7}{3} + \frac{0.5}{4} + \frac{0.3}{5} + \frac{0.1}{6}$$

向量表示法

$$A = (1, 0.9, 0.7, 0.5, 0.3, 0.1, 0, 0, 0, 0)$$

序偶表示法

$$A = \{(1, 1) (2, 0.9) (3, 0.7) (4, 0.5) (5, 0.3) (6, 0.1)\}$$

### 2.1.2 模糊集合的运算

对于模糊集合, 元素与集合之间不存在属于或不属于的明确关系, 但是集合与集合之间还是存在相等、包含以及与经典集合论一样的集合运算如并、交、补等。

设  $A$  和  $B$  为论域  $U$  中的两个模糊集, 其隶属函数分别为  $\mu_A$  和  $\mu_B$ , 则对于所有  $x \in U$ , 存在下列运算:

1)  $A$  与  $B$  的并 (逻辑或) 记为  $A \cup B$ , 其隶属函数定义为

$$\mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (2.6-2)$$

2)  $A$  与  $B$  的交 (逻辑与) 记为  $A \cap B$ , 其隶属函数定义为

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad (2.6-3)$$

3)  $A$  的补 (逻辑非) 记为  $\bar{A}$ , 其隶属函数定义为

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (2.6-4)$$

4) 直积 (笛卡儿乘积, 代数积) 若  $A_1, A_2, \dots, A_n$  分别为论域  $U_1, U_2, \dots, U_n$  中的模糊集合, 则这些集合的直积是乘积空间  $U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n$  中的一个模糊集合, 其隶属函数为

$$\begin{aligned} \mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ = \min\{\mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n)\} \\ = \mu_{A_1}(x_1) \wedge \mu_{A_2}(x_2) \wedge \dots \wedge \mu_{A_n}(x_n) \end{aligned} \quad (2.6-5)$$

例 2.6-2 设论域  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$

$$A = \frac{0.2}{x_1} + \frac{0.7}{x_2} + \frac{1}{x_3} + \frac{0.5}{x_5}$$

$$B = \frac{0.5}{x_1} + \frac{0.3}{x_2} + \frac{0.1}{x_4} + \frac{0.7}{x_5}$$

求  $A \cup B$ ,  $A \cap B$ ,  $\bar{A}$ 。

$$\begin{aligned} \text{解: } A \cup B &= \frac{(0.2 \vee 0.5)}{x_1} + \frac{(0.7 \vee 0.3)}{x_2} + \frac{(1 \vee 0)}{x_3} + \\ &\quad \frac{(0 \vee 0.1)}{x_4} + \frac{(0.5 \vee 0.7)}{x_5} \\ &= \frac{0.5}{x_1} + \frac{0.7}{x_2} + \frac{1}{x_3} + \frac{0.1}{x_4} + \frac{0.7}{x_5} \\ A \cap B &= \frac{(0.2 \wedge 0.5)}{x_1} + \frac{(0.7 \wedge 0.3)}{x_2} + \frac{(1 \wedge 0)}{x_3} + \\ &\quad \frac{(0 \wedge 0.1)}{x_4} + \frac{(0.5 \wedge 0.7)}{x_5} \\ &= \frac{0.2}{x_1} + \frac{0.3}{x_2} + \frac{0}{x_3} + \frac{0}{x_4} + \frac{0.5}{x_5} \\ \bar{A} &= \frac{0.8}{x_1} + \frac{0.3}{x_2} + \frac{0}{x_3} + \frac{1}{x_4} + \frac{0.5}{x_5} \end{aligned}$$

### 2.1.3 隶属度函数的建立

模糊集合是用隶属度函数描述的。隶属度函数在模糊集合论中占有极其重要的地位, 它遵守以下基本原则。

- (1) 表示隶属度函数的模糊集合必须是凸模糊集合;
- (2) 变量所取隶属度函数通常是对称和平衡的;
- (3) 隶属度函数要符合人们的语言顺序, 避免不恰当的重叠。

常用的隶属度函数 (MF) 有三角形 MF、梯形 MF、高斯 MF、钟形 MF、sigmoid MF 等。

### 2.1.4 模糊关系

关系是客观世界存在的普遍现象。普通关系只表示元素之间是否关联。但是客观世界存在的很多关系是很难用有或没有这样简单的术语来划分的, 由此引出了模糊关系。模糊关系是普通关系的推广和发展。模糊关系比普通关系的含义更丰富、更符合客观实际的多数情况, 因而其应用也更为广泛。从数学语言来讲, 所谓的关系  $R$  实际上是  $A$  和  $B$  两个集合的直积  $A \times B$  的一个子集。

定义 2.6-1: 集合的笛卡儿积: 给定集合  $X$  和  $Y$ , 由全体  $(x, y)$  ( $x \in X, y \in Y$ ) 组成的集合, 叫做  $X$  与  $Y$  的笛卡儿积 (或称直积), 记做  $X \times Y$ ,

$$X \times Y = \{(x, y) | (x \in X, y \in Y)\}$$

例 2.6-3 设  $X = \{0, 1\}$ ,  $Y = \{a, b, c\}$ , 比较  $X \times Y$  和  $Y \times X$  的值。

$$\text{解: } X \times Y = \{(0, a), (0, b), (0, c), (1, a), (1, b), (1, c)\}$$

$$Y \times X = \{(a, 0), (a, 1), (b, 0), (b, 1), (c, 0), (c, 1)\}$$

一般地,  $X \times Y \neq Y \times X$

**定义 2.6-2:** 关系: 存在集合  $X$  和  $Y$ , 它们的笛卡儿积  $X \times Y$  的一个子集  $R$  叫做  $X$  到  $Y$  的二元关系, 简称关系,

$$R \subseteq X \times Y$$

序偶  $(x, y)$  是笛卡儿积  $X \times Y$  的元素, 它是无约束的组对, 若给组对以约束, 便体现了一种特定的关系。受到约束的序偶则形成了  $X \times Y$  的一个子集。

若  $X=Y$ , 则称  $R$  是  $X$  中的关系。

如果  $(x, y) \in R$ , 则称  $X$  和  $Y$  有关系  $R$ , 记作  $xRy$ 。

**定义 2.6-3:** 所谓  $A, B$  两集合的直积  $A \times B = \{(a, b) | a \in A, b \in B\}$  中的一个模糊关系  $R$ , 是指以  $A \times B$  为论域的一个模糊子集, 序偶  $(a, b)$  的隶属度为  $\mu_R(a, b)$ 。

一般地, 若论域为  $n$  个集合的直积  $A_1 \times A_2 \times \cdots \times A_n$ , 则它所对应的是  $n$  元模糊关系  $R$ , 其隶属度函数为  $n$  个变量的函数  $\mu_R(a_1, a_2, \cdots, a_n)$ 。

模糊关系  $R$  实际上是一个模糊子集, 它的运算完全服从于模糊子集的法则 (如交、并、补等)。特别是当论域  $A \times B$  为有限集时, 模糊关系  $R$  也可以用矩阵来表示, 并称之为模糊矩阵。

**定义 2.6-4:** 设  $A = \{u_1, u_2, \cdots, u_m\}$ ,  $B = \{v_1, v_2, \cdots, v_n\}$  以及  $R \in F(A \times B)$ , 将序偶  $(u_i, v_j)$  的隶属度  $R(u_i, v_j) \in [0, 1]$  记作  $r_{ij}$ , 称矩阵  $R = (r_{ij})_{m \times n}$  为模糊矩阵。模糊矩阵为

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1n} \\ r_{21} & r_{22} & \cdots & r_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ r_{m1} & r_{m2} & \cdots & r_{mn} \end{bmatrix}$$

或  $R = [r_{ij}], r_{ij} = \mu_R(x_i, y_j)$

模糊矩阵是模糊数学的主要运算工具。一个模糊关系虽然可以用模糊集合表达式来表示, 但比不上用模糊矩阵表示更为简单明了。当论域是离散的有限域时, 模糊矩阵的元素  $r_{ij}$  是用模糊关系的隶属度  $R(u_i, v_j)$  表示的。关系与矩阵是一一对应的, 因此, 关系的运算与矩阵的运算也有一一对应的性质和规律。

$$Q = R \cdot S = \begin{bmatrix} 1 & 0.8 \\ 0.7 & 0 \\ 0.5 & 0.5 \\ 0.4 & 0.2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0.6 & 0 \\ 0.4 & 0.7 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} (1 \wedge 1) \vee (0.8 \wedge 0.4) & (1 \wedge 0.6) \vee (0.8 \wedge 0.7) & (1 \wedge 0) \vee (0.8 \wedge 1) \\ (0.7 \wedge 1) \vee (0 \wedge 0.4) & (0.7 \wedge 0.6) \vee (0 \wedge 0.7) & (0.7 \wedge 0) \vee (0 \wedge 1) \\ (0.5 \wedge 1) \vee (0.5 \wedge 0.4) & (0.5 \wedge 0.6) \vee (0.5 \wedge 0.7) & (0.5 \wedge 0) \vee (0.5 \wedge 1) \\ (0.4 \wedge 1) \vee (0.2 \wedge 0.4) & (0.4 \wedge 0.6) \vee (0.2 \wedge 0.7) & (0.4 \wedge 0) \vee (0.2 \wedge 1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0.7 & 0.8 \\ 0.7 & 0.6 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.4 & 0.4 & 0.2 \end{bmatrix}$$

就关系合成而言, 当前一个模糊关系的关系后域与后一模糊关系的前域为同一论域时, 两个关系的合成才能得出有意义的结果。如例 2.6-5 所示,  $R \cdot S$  有意义, 而  $S \cdot R$  没有意义。

### 2.1.5 模糊推理

推理就是根据已知的一些命题, 按照一定的法则, 去推断一个新的命题的思维过程和思维方式。简单地讲, 从已知条件求未知结果的思维过程就是推理。

传统二值逻辑中基本的推理是假言推理, 按照假言推理我们可以从  $A$  的真实性和隐含关系  $A \rightarrow B$  推得命题  $B$  的真实性。例如,  $A$  等于“西红柿是红的”,  $B$  等于“西红柿是

由于模糊矩阵本身是表示一个模糊关系的子集  $R$ , 因此根据模糊集的并、交、补运算的定义, 模糊矩阵也可看作相应的运算。设模糊矩阵  $R$  和  $Q$  是  $X \times Y$  上的模糊关系,  $R = (r_{ij})_{m \times n}, Q = (q_{ij})_{m \times n} (i = 1, 2, \cdots, m, j = 1, 2, \cdots, n)$ 。模糊矩阵的并、交、补运算为:

$$\text{模糊矩阵并: } R \cup Q = (r_{ij} \vee q_{ij})$$

$$\text{模糊矩阵交: } R \cap Q = (r_{ij} \wedge q_{ij})$$

$$\text{模糊矩阵补: } R^c = (1 - r_{ij})$$

**例 2.6-4** 设  $R = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.2 & 1 \\ 0.8 & 1 & 0 \end{bmatrix}, Q = \begin{bmatrix} 0.3 & 0 & 0.7 \\ 0.1 & 0.8 & 1 \end{bmatrix}$ , 求  $R \cup Q, R \cap Q, R^c$ 。

$$\text{解: } R \cup Q = \begin{bmatrix} 0.3 \vee 0.3 & 0.2 \vee 0 & 1 \vee 0.7 \\ 0.8 \vee 0.1 & 1 \vee 0.8 & 0 \vee 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0.2 & 1 \\ 0.8 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$R \cap Q = \begin{bmatrix} 0.3 \wedge 0.3 & 0.2 \wedge 0 & 1 \wedge 0.7 \\ 0.8 \wedge 0.1 & 1 \wedge 0.8 & 0 \wedge 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3 & 0 & 0.7 \\ 0.1 & 0.8 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R^c = \begin{bmatrix} 0.7 & 0.8 & 0 \\ 0.2 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

**定义 2.6-5:** 模糊关系的合成: 如果  $R$  和  $S$  分别为笛卡儿空间  $U \times V$  和  $V \times W$  上的模糊关系, 则  $R$  和  $S$  的合成是定义在笛卡儿空间  $U \times V \times W$  上的模糊关系, 并记作  $R \cdot S$ 。或

$$\mu_{R \cdot S}(x, z) = \bigvee \{ \mu_R(x, y) \wedge \mu_S(y, z) \} \quad (2.6-6)$$

这里  $\wedge$  代表取小 ( $\min$ ),  $\vee$  代表取大 ( $\max$ ), 故式 (2.6-6) 定义的合成称为 max-min 合成。当  $R$  是  $X$  中的模糊关系时, 记  $R^2 = R \cdot R, R^n = R^{n-1} \cdot R$ 。

**定义 2.6-6:** 设  $R = [r_{ij}], S = [s_{jk}]$ , 定义  $Q = R \cdot S = [q_{ik}]$ , 其中, 称  $Q$  为模糊矩阵  $R$  和  $S$  的合成,

$$q_{ik} = \bigvee (r_{ij} \wedge s_{jk}); i = 1, 2, \cdots, m; j = 1, 2, \cdots, l \quad (2.6-7)$$

**例 2.6-5** 设

$$R = \begin{bmatrix} 1 & 0.8 \\ 0.7 & 0 \\ 0.5 & 0.5 \\ 0.4 & 0.2 \end{bmatrix}, S = \begin{bmatrix} 1 & 0.6 & 0 \\ 0.4 & 0.7 & 1 \end{bmatrix}$$

则

熟的”, 如果“西红柿是红的”成立, 则“西红柿是熟的”也一定成立。以下说明了这个概念。

前提 1 (事实):  $x$  是  $A$

前提 2 (规则): 如果  $x$  是  $A$  则,  $y$  是  $B$

后件 (结论):  $y$  是  $B$

然而, 人类推理大多数情况是以近似的方式应用假言推理。例如, 假定有相同的隐含规则“如果西红柿是红的, 则它熟了”, 而且已知“西红柿或多或少有些红”, 则可以推得“西红柿或多或少有些熟”。这可以写为:

前提 1 (事实):  $x$  是  $A'$

前提 2 (规则): 如果  $x$  是  $A$ , 则  $y$  是  $B$

后件(结论):  $y$  是  $B'$

其中,  $A'$  接近于  $A$ ,  $B'$  接近于  $B$ 。当  $A, B, A', B'$  都是适当论域的模糊集合时, 前面的推理过程被称为近似推理或模糊推理, 也称为广义假言推理(简称 GMP), 因为假言推理是它的一个特例。

模糊推理的定义如下: 设  $A, A'$  和  $B$  分别是  $X, X'$  和  $Y$  上的模糊集合, 模糊蕴含  $A \rightarrow B$  表示为  $X \times Y$  的模糊关系  $R$ , 则由“ $x$  是  $A$ ”和模糊规则“如果  $x$  是  $A$ , 则  $y$  是  $B$ ”导出的模糊集合  $B$  定义为

$$\begin{aligned}\mu_{B'}(y) &= \max_x \min[\mu_{A'}(x), \mu_R(x, y)] \\ &= \vee_x [\mu_{A'}(x) \wedge \mu_R(x, y)]\end{aligned}\quad (2.6-8)$$

或等价地

$$B' = A' \cdot R = A' \cdot (A \rightarrow B) \quad (2.6-9)$$

常用的模糊推理算法有关系合成推理法(CRI), Mamdani 模糊推理算法、Takagi-Sugeno 型模糊推理算法。

关系合成推理法, 简称 CRI 法, 是实际控制中应用较广的一种模糊推理算法。这种方法的原理可表述为: 用一个模糊集合表述大前提中全部模糊条件语句前件的基础变量和后件的基础变量间的关系, 用一个模糊集合表述小前提, 进而用基于模糊关系的模糊变换运算给出推理结果。

Mamdani 模糊推理算法:

Mamdani 模糊推理采用极小运算规则定义模糊蕴含表达的模糊关系, 实质上为 CRI 法。例如规则  $R$ : if  $x$  为  $A$  then  $y$  为  $B$

表达的模糊关系  $R_c$  定义为

$$R_c = A \times B = \int_{X \times Y} \frac{\mu_A(x) \wedge \mu_B(y)}{(x, y)} \quad (2.6-10)$$

当  $x$  为  $A'$ , 且模糊关系的合成运算采用“极大—极小”运算时, 模糊推理的结论计算式为

$$B' = A' \cdot R_c = \int_Y \frac{\vee_{x \in X} \{\mu_{A'}(x) \wedge [\mu_A(x) \wedge \mu_B(y)]\}}{y} \quad (2.6-11)$$

Takagi-Sugeno 型模糊推理:

与其他类型的模糊推理方法不同, 这将会去模糊化也结合到模糊推理中, 其输出为精确量。这是由 Takagi-Sugeno 型模糊规则的形式所决定的, 在 Sugeno 型模糊规则的后件部分将输出量表示为输入量的线性组合, 零阶 Sugeno 型模糊规则具有如下形式

if  $x$  为  $A$  并且  $y$  为  $B$  then  $z = k$

式中:  $k$  为常数。

而一阶 Sugeno 型模糊规则的形式为

if  $x$  为  $A$  并且  $y$  为  $B$  then  $z = p \cdot x + q \cdot y + r$

式中:  $p, q, r$  均为常数。

对于一个由  $n$  条规则组成的 Sugeno 型模糊推理系统, 设每条规则具有下面的形式

$R_i$ : if  $x$  为  $A_i$  并且  $y$  为  $B_i$  then  $z = z_i (i = 1, 2, \dots, n)$

则系统总的输出用下式计算

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{A_i}(x) \mu_{B_i}(y) z_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{A_i}(x) \mu_{B_i}(y)} \quad (2.6-12)$$

## 2.2 模糊控制系统原理

一般来说, 模糊控制系统是复杂过程的一种自动控制系统, 它以模糊数学、模糊语言形式的知识表示和模糊逻辑推理

为理论基础, 采用计算机控制技术构成的一种具有闭环结构的数字控制系统。它的组成核心是具有智能的模糊控制, 它应用模糊集合、模糊语言变量和模糊逻辑推理的知识, 模拟人的模糊思维方法, 对复杂过程进行控制。

模糊逻辑控制系统的基本结构如图 2.6-1 所示。可见, 模糊控制系统的主要部件是模糊化接口、知识库(含数据库和规则库)、推理决策和解模糊接口。很显然, 模糊控制系统在结构上与传统的控制系统没有太大的区别。主要不同之处在于控制器采用了模糊控制器。模糊控制器应该具有以下三个方面的重要功能:

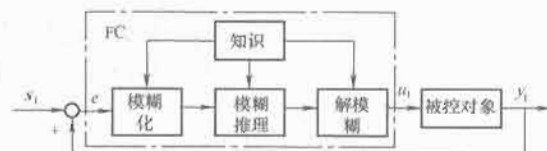


图 2.6-1 模糊控制系统的基本结构

(1) 把系统的偏差从数字量转换为模糊量(由模糊化接口、数据库两块完成)。

(2) 对模糊量由给定的规则进行模糊推理(由规则库、推理决策完成)。

(3) 把推理结果的模糊输出量转化为实际系统能够接受的精确数字量或模拟量(解模糊接口)。

因此, 模糊控制器的设计问题就是模糊化接口、知识库、推理决策和解模糊接口 4 部分的设计问题。这 4 大部件的功能详细如下:

(1) 模糊化接口。所谓模糊化(Fuzzification)就是通过传感器把受控对象的相关物理量转换成电量, 若传感器的输出量是连续的模拟量, 还要通过 A/D 转换成数字量作为计算机的输入测量值; 接着再将此输入测量值作标量化处理, 即把其变化范围映射到相应论域中, 再将论域中的该输入数据转换成相应语言变量的术语, 并构成模糊集合。这样就把输入的精确量转换为用隶属度函数表示的某一模糊变量的值。由此才能用检测到的输入量作为模糊控制规则中的条件来运用模糊控制规则进行推理。完成这部分功能的模块就称作模糊化接口。

对于一个模糊输入变量  $e$ , 其模糊子集通常可以做如下方式划分:

- 1) = {负大, 负小, 零, 正小, 正大}  
= {NB, NS, ZO, PS, PB}
- 2) = {负大, 负中, 负小, 零, 正小, 正中, 正大}  
= {NB, NM, NS, ZO, PS, PM, PB}
- 3) = {大, 负中, 负小, 零负, 零正, 正小, 正中, 正大}  
= {NB, NM, NS, NZ, PZ, PS, PM, PB}

用三角形隶属度函数表示如图 2.6-2 所示。

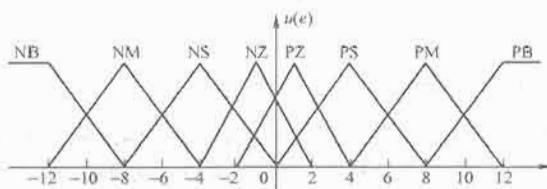


图 2.6-2 模糊子集和模糊化等级

(2) 知识库。知识库包括数据库和规则库。数据库所存放的是所有输入、输出变量的全部模糊子集的隶属度矢量值



(即经过论域等级的离散化以后对应值的集合),若论域为连续域,则为隶属度函数。在规则推理的模糊关系方程求解过程中,向推理机提供数据。

模糊控制器的规则基于专家知识或手动操作人员长期积累的经验,它是按人的直觉推理的一种语言表示形式。专家知识常采用 if...then 的规则形式,而这样的规则很容易通过模糊条件语言描述的模糊逻辑推理来实现。规则库就是用来存放全部模糊控制规则的,在推理时由“推理机”使用。规则条数和语言变量的模糊值与划分有关。这种划分越细,规则条数越多。模糊规则通常有一系列的关系词连接而成,如 if-then、else、also、end、or 等,关系词必须经过“翻译”才能将模糊规则数值化。最常用的关系词为 if-then、also,对于多变量模糊控制系统,还有 and 等。例如,某模糊控制系统输入变量为误差和误差变化,它们对应的语言变量为  $E$  和  $EC$ ,可给出一组模糊规则:

$R_1$ : if  $E$  is NB and  $EC$  is NB then  $U$  is PB

$R_2$ : if  $E$  is NB and  $EC$  is NS then  $U$  is PM

通常把 if...部分称为“前提部”,而 then...部分称为“结论部”,其基本结构可归纳为 If  $A$  and  $B$  then  $C$ ,其中  $A$  为论域  $U$  上的一个模糊子集, $B$  是论域  $V$  上的一个模糊子集。根据人工控制经验,可离线组织其控制决策表  $R$ 。 $R$  是笛卡儿乘积集上的一个模糊子集,则某一时刻其控制量由下式给出:

$$C = (A \times B) \cdot R$$

式中:  $\times$  为模糊直积运算,  $\cdot$  为模糊合成运算。

(3) 推理机。推理是模糊控制系统的核心,根据事先已制定好的一组模糊条件语句构成的模糊控制规则,运用模糊数学理论对模糊控制规则进行计算推理,实际上根据模糊控制规则对输入的一系列条件进行综合评估,以得到一个定性的用语言表示的量,这个结果只告诉你某一个确定的输出范围,即所谓模糊输出量。完成这部分功能的模块就称作模糊推理机。它通常是在模糊控制器设计过程中选定的推理算法软件。

在模糊控制中,考虑到推理时间,通常采用运算较简单的推理方法。最基本的有 Zadeh 近似推理, Mamdani 模糊推理算法、Takagi-Sugeno 型模糊推理算法。

(4) 解模糊接口。通过模糊推理得到的结构是一个模糊集合。但是在实际使用中,特别是在模糊控制中,必须要有一个确定的值才能去控制或驱动执行机构。在提炼得到的模糊集合中取一个能最佳代表这个模糊推理结果可能性的精确值的过程就称为解模糊过程。

解模糊的方法有重心法、最大隶属度法、中位数方法等,其中最常用的是重心法,也即控制量可由输出  $U_i$  的隶属度函数  $\mu(U_i)$  加权平均得到,计算公式为

$$u = \frac{\sum_{i=1}^N \mu(U_i) U_i}{\sum_{i=1}^N \mu(U_i)} \quad (2.6-13)$$

## 2.3 模糊控制器设计

在确定性控制系统中,根据输入变量和输出变量的个数,可分为单变量控制系统和多变量控制系统。在模糊控制系统中也可类似地划分为单变量模糊控制和多变量模糊控制。

### 2.3.1 单变量模糊控制器

在单变量模糊控制器中,将其输入变量的个数定义为模糊控制的维数。



图 2.6-3 一维模糊控制器

(1) 一维模糊控制器,如图 2.6-3 所示。一维模糊控制器的输入变量往往选择为受控量和输入给定的偏差量  $E$ 。由于仅仅采用偏差值,很难反映过程的动态特性品质,因此,所能获得的系统动态性能是不能令人满意的。这种一维模糊控制器往往用于一阶被控对象。

(2) 二维模糊控制器,如图 2.6-4 所示。二维模糊控制器的两个输入变量一般选用受控变量和输入给定的偏差  $E$  和偏差变化  $EC$ ,由于它们能够较严格地反映受控过程中输出变量的动态特性,因此,在控制效果上要比一维控制器好得多,也是目前采用较广泛的一类模糊控制器。

(3) 三维模糊控制器,如图 2.6-5 所示。三维模糊控制器的三个输入变量分别为系统偏差量  $E$ 、偏差变化量  $EC$  和偏差变化的变化率  $ECC$ 。由于这些模糊控制器结构较复杂,推理运算时间长,因此除非对动态特性的要求特别高的场合,一般较少选用三维模糊控制器。

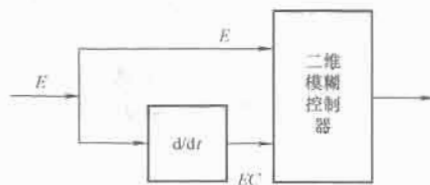


图 2.6-4 二维模糊控制器

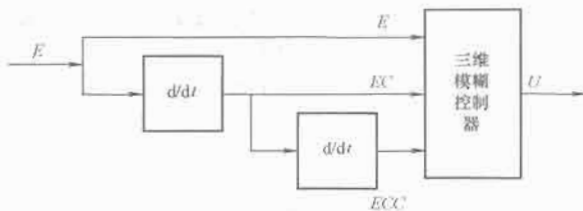


图 2.6-5 三维模糊控制器

在设计模糊控制器时,首先是根据被控对象的具体情况来确定模糊控制器的结构。所谓模糊控制器的结构指的无非是它的输入输出变量、模糊化算法、模糊推理规则和精确化计算方法。模糊控制器设计的第一步就是确定控制器的输入/输出变量。模糊控制系统的结构根据被控制对象的输入/输出变量的多少来确定,模糊控制器按输入变量和输出变量的多少分为单输入—单输出结构和多输入—多输出结构、一维模糊控制器和多维模糊控制器。

### 2.3.2 模糊逻辑控制设计步骤

模糊逻辑控制是一种利用人的直觉和经验设计的控制系统,与传统控制器设计思想不同,它不需要受控对象的数学解析模型,因此,也没有如经典控制器设计那样有成熟而固有的设计过程和方法。尽管如此,还是可以总结出一些原则性的设计步骤。

(1) 定义输入/输出变量,即模糊控制器的结构设计。这里要决定受控系统有哪些输入的状态必须被监测和哪些输出的控制作用是必须的。模糊控制器常用的输入量有误差、误差的变化和误差变化的变化即误差变化的速率。

(2) 定义所有变量的模糊化条件。根据受控系统的实际情况,决定输入变量的测量范围和输出变量的控制作用范围,以进一步确定每个变量的论域,然后再按照每个变量的



语言值及其隶属度函数确定相应的隶属度值。

(3) 设计控制规则库。这是一个把专家知识和熟练操作工人的经验转化为用语言表达的模糊控制规则的过程。

(4) 设计模糊推理结构。这一部分可以设计成通用的计算机或单片机上用不同推理算法的软件程序来实现,也可采用专门设计的模糊推理硬件集成电路芯片来实现。

(5) 选择去模糊化的方法。为了得到确定的控制值,就必须对模糊推理获得的模糊输出量进行转化,这个过程称为去模糊化计算,这实际上是要在一组输出量中找到一个有代表性的值。

### 2.3.3 水位的模糊控制示例

下面,我们以水位的模糊控制为例,介绍模糊控制器的设计。设有一个如图2.6-6所示的水箱,通过调节阀可向内注水和向外抽水。设计一个模糊控制器,通过调节阀将水位稳定在固定点附近。按照日常的操作经验,可以得到基本的控制规则:

“若水位高于O点,则向外排水,差值越大,排水越快”。

“若水位低于O点,则向内注水,差值越大,注水越快”。

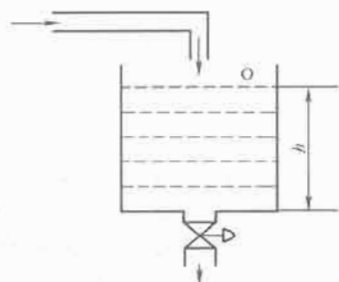


图 2.6-6 水箱液位控制

(1) 确定观测量和控制。定义理想液位O点的水位为 $h_0$ ,实际测得的水位高度为 $h$ ,选择液位差

$$e = \Delta h = h_0 - h$$

将当前水位对于O点的偏差 $e$ 作为观测量,实施闭环模糊控制。

(2) 输入量和输出量的模糊化将偏差 $e$ 分为5级:负大(NB),负小(NS),零(ZE),正小(PS),正大(PB),根据偏差 $e$ 的变化范围将水位变化分为7个等级: -3, -2, -1, 0, +1, +2, +3, 得到水位变化模糊表2.6-1。

表 2.6-1 水位变化划分表

隶属度	变化等级						
	-3	-2	-1	0	1	2	3
PB	0	0	0	0	0	0.5	1
PS	0	0	0	0	1	0.5	0
O	0	0	0.5	1	0.5	0	0
NS	0	0.5	1	0	0	0	0
NB	1	0.5	0	0	0	0	0

$$NB_e \times NB_u = \begin{bmatrix} 1 \\ 0.5 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times [1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] =$$

$$NS_e \times NS_u = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.5 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times [0 \ 0.5 \ 1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0] =$$

控制量 $u$ 为调节阀开度的变化。将其分为5级:负大(NB),负小(NS),零(ZE),正小(PS),正大(PB)。并根据 $u$ 的变化范围将控制量变化分为9个等级: -4, -3, -2, -1, 0, +1, +2, +3, +4, 得到控制量模糊划分表2.6-2。

表 2.6-2 控制量变化划分表

隶属度	变化等级								
	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4
PB	0	0	0	0	0	0	0	0.5	1
PS	0	0	0	0	0	0.5	1	0.5	0
O	0	0	0	0.5	1	0.5	0	0	0
NS	0	0.5	1	0.5	0	0	0	0	0
NB	1	0.5	0	0	0	0	0	0	0

(3) 模糊规则的描述。根据日常的经验,设计以下模糊规则:

- 1) “若 $e$ 负大,则 $u$ 正大”。
- 2) “若 $e$ 负小,则 $u$ 正小”。
- 3) “若 $e$ 为0,则 $u$ 为0”。
- 4) “若 $e$ 正小,则 $u$ 负小”。
- 5) “若 $e$ 正大,则 $u$ 负大”。

上述规则采用“if A then B”形式来描述:

- 1) if  $e=NB$  then  $u=NB$ 。
- 2) if  $e=NS$  then  $u=NS$ 。
- 3) if  $e=ZE$  then  $u=ZE$ 。
- 4) if  $e=PS$  then  $u=PS$ 。
- 5) if  $e=PB$  then  $u=PB$ 。

由此可得模糊控制规则如表2.6-3所示。

表 2.6-3 模糊控制规则表

若 (if)	$NB_e$	$NS_e$	$ZE_e$	$PS_e$	$PB_e$
则 (then)	$NB_u$	$NS_u$	$ZE_u$	$PS_u$	$PB_u$

(4) 求模糊关系。模糊控制规则是一个多条语句,它可以表示为 $U \times V$ 上的模糊子集,即模糊关系 $R$ 为

$$R = (NB_e \times NB_u) \cup (NS_e \times NS_u) \cup (O_e \times O_u) \cup (PS_e \times PS_u) \cup (PB_e \times PB_u)$$

其中规则内的模糊集运算取交集,规则间的模糊集运算取并集,分别为

$$\begin{bmatrix} 1.0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 ZSe \times ZEu &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.5 \\ 1.0 \\ 0.5 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times [0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ 1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 PSe \times PSu &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1.0 \\ 0.5 \\ 0 \end{bmatrix} \times [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ 1.0 \ 0.5 \ 0] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 PBe \times PBu &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0.5 \\ 1.0 \end{bmatrix} \times [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0.5 \ 1.0] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1.0 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

由以上5个模糊矩阵求并集(即隶属函数最大值),得:

$$R = \begin{bmatrix} 1.0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1.0 \end{bmatrix}$$

(5) 模糊决策。模糊控制器的输出为误差向量和模糊关系的合成

$$u = e \cdot R$$

当误差  $e$  为 NB 时,  $e = [1.0 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$   
控制器输出为

$$\begin{aligned}
 u &= e \cdot R = [1 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \cdot \\
 &\begin{bmatrix} 1.0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 1.0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1.0 \end{bmatrix} \\
 &= [1 \ 0.5 \ 0.5 \ 0.5 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]
 \end{aligned}$$

(6) 控制量的解模糊。由模糊决策可知,当误差为负大时,实际液位远高于理想液位,  $e = \text{NB}$ , 控制器的输出为一模糊向量,可表示为

$$u = \frac{1}{-4} + \frac{0.5}{-3} + \frac{0.5}{-2} + \frac{0.5}{-1} + \frac{0}{0} + \frac{0}{+1} + \frac{0}{+2} + \frac{0}{+3} + \frac{0}{+4}$$

如果按照“求隶属度最大原则”进行解模糊,则选择控制量为  $u = -4$ , 即阀门的开度应关大一些,减少进水量。

## 2.4 模糊控制应用示例

直流电动机由于具有良好的调速特性,宽广的调速范围,长期以来在对调速性能指标要求较高的场合得到了广泛的应用。随着电力电子技术的发展,由晶闸管整流器供电的直流电动机调速系统已普遍采用。由于相控整流中电网端输

入电流的功率因数直接与移相触发电角有关,在电机低速运行整流桥输出电压较低时,电网输入电流功率因数低,谐波分量比较大,对电网特别是公共直流电网有不利的影响。而采用 PWM 调速时,电源则一般不采用二极管不控整流,这对改善电网功率因数和减少谐波对电网的污染都是有利的。并且,直流电动机调速系统是一个复杂的多变量、非线性控制系统,控制参数多,各个参数之间相互影响。因此,为了增强直流电动机调速系统的抗干扰能力和鲁棒性,提高调速系统的响应速度和稳态精度,基于模糊控制的直流电动机 PWM 调速系统是一种可行方案。该系统在线检测电动机转速的变化,通过模糊控制选择合适的控制输出,对 PWM 开关器件的导通时间加以控制,从而驱动直流电动机达到调速的目的。

基于模糊控制的直流电动机脉宽调制调速系统的框图见图 2.6-7。主要由模糊控制器、PWM 驱动电路和直流电动机组成。其中,  $w_r(k)$  为给定转速,  $w_a(k)$  为实际转速,  $e$  为转速偏差,  $ce$  为转速偏差率,  $ca$  为模糊控制量,  $k_1$ 、 $k_2$ 、 $k_3$  表示增益,其值由所设计的模糊控制器的论域决定。

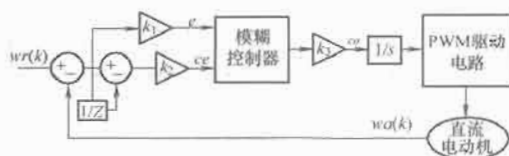


图 2.6-7 系统框图

该系统的调速过程如下:将反馈的直流电动机的实际转速与给定转速进行比较,得到转速偏差和偏差率,并使之模糊化,由模糊控制器经推理运算得到合适的控制输出,经过一定的处理,来控制驱动电路的脉宽调制系统,从而实现了对直流电动机的转速调节。

### 2.4.1 直流电动机数学模型

他励直流电动机的电压方程为

$$u_f = (R_f + L_f p) i_f \quad (2.6-14)$$

$$u_a = (R_a + L_a p) i_a + G_a i_f \Omega \quad (2.6-15)$$

式中,  $p$  是微分算子;  $u$ 、 $i$ 、 $R$  和  $L$  分别表示电压、电流、

电阻和电感；下标 f 表示励磁绕组；下标 a 表示电枢绕组； $\Omega$  表示转速； $G_{af}$  表示运动电动势系数； $J$  表示转动惯量。

电磁转矩

$$T_e = G_{af} i_f i_a \quad (2.6-16)$$

转矩方程

$$T_e = (Jp + R_a)\Omega + T_L \quad (2.6-17)$$

式中： $R_a$  表示旋转阻力系数； $T_L$  表示负载。

## 2.4.2 模糊控制器设计

作为一种人工智能手段，模糊控制将输入量按一定的模糊控制规则自动进行推理运算，模仿专家经验，从而获取问题的解，在处理不确定性和不精确性问题时具有良好的鲁棒性。对于以下所构建的模糊控制器，其输入量为转速偏差  $e$  和偏差率  $ce$ ，输出为控制量  $\alpha$ 。每一条控制语言都采用  $e$ 、 $ce$  和  $\alpha$  来描述。模糊控制规则的建立依赖的是使用直流电动机调速系统的经验。

由于模糊控制的主要目的是控制电动机的转速，因而其控制规则依赖的是实际转速与给定基准转速的差异比较。所建立的控制规则见表 2.6-4。

表 2.6-4 模糊控制规则表

$e$	$ce$						
	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
NL	PL	PL	PL	PL	NM	Z	Z
NM	PL	PL	PL	PM	PS	Z	Z
NS	PL	PM	PS	PS	PS	Z	Z
Z	PL	PM	PS	Z	NS	NM	NL
PS	Z	Z	NM	NS	NS	NL	NL
PM	Z	Z	NS	NM	NL	NL	NL
PL	Z	Z	NM	NL	NL	NL	NL

例如，第一条控制规则如下

if  $e$  is NL and  $ce$  is NL then  $\alpha$  is PL

即实际转速与给定基准转速相比偏差负大、偏差变化率负大，此时实际转速比给定基准转速大而且还有上升的趋势，那么控制量  $\alpha$  正大就要用来抑制这种趋势。模糊控制器的推理过程采用 Mamdani 算法，解模糊化过程采用 max-min 法。模糊语言变量的论域均是  $[-1, 1]$ ，各自的隶属度函数见图 2.6-8。

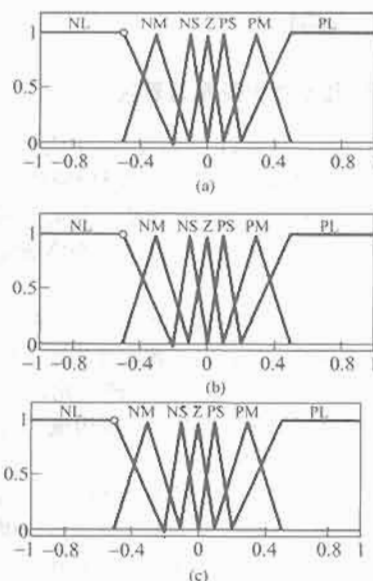


图 2.6-8 隶属度函数示意图

(a)  $e$  的隶属度函数；(b)  $ce$  的隶属度函数；  
(c)  $\alpha$  的隶属度函数

所设计的驱动电路采用脉宽调制技术，用到的电力电子器件是具有自关断能力的电压控制型器件 N 沟道 IGBT 以及续流二极管 VD，直流电动机的励磁方式为他励式。

控制方案是在保持开关周期  $T$  不变的情况下，调节开关导通时间  $t_{on}$ ，即脉冲宽度调制。根据模糊控制器输出的控制语言的变化实时调节  $t_{on}$ ，从而满足转速调节的需要。

## 2.4.3 仿真实验

用 MATLAB/SIMULINK 对上述系统进行仿真实验。他励直流电动机的参数： $R_a = 0.5\Omega$ ， $L_a = 0.003H$ ， $J = 0.0167\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ， $G = G_{af}i_f = 0.8$ ， $R_a = 0.0167$ 。系统参数： $\omega_r = 200\text{rad/s}$ ， $k_1 = 1/200$ ， $k_2 = 1$ ， $k_3 = 200 \times 10^3$ ，IGBT 的开关频率为  $2\text{kHz}$ 。在  $0.6\text{s}$  时，对电动机突加负载  $50\text{N}\cdot\text{m}$ 。转速偏差  $e(t)$ 、PWM 驱动电路的输入量  $\alpha(t)$ ，转速  $\omega(t)$  和转矩  $T_e$  的仿真结果见图 2.6-9。

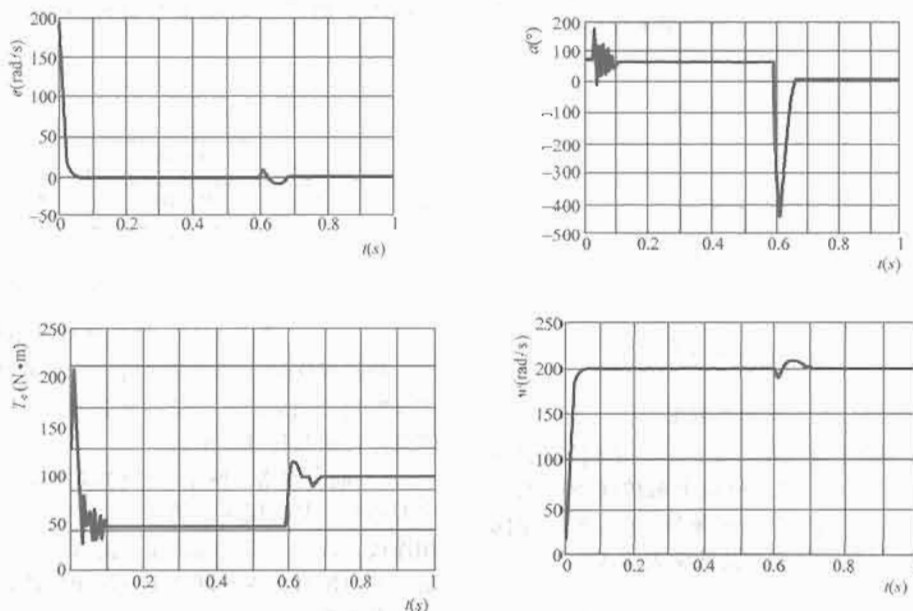


图 2.6-9 仿真结果图

### 3 神经网络控制

#### 3.1 神经网络基本概念及学习算法

人工神经网络的研究自20世纪40年代开始,已经经历了60余年。神经网络已经在各个领域应用中,以实现各种复杂的功能。这些领域包括模式识别、分类、系统辨识和控制。人工神经网络的成果是在生物神经网络研究的基础上发展起来的。

生物神经网络(Nerual Net)指由存在于大脑中的大量神经元互连而成的网络,有点像服务器互连而成的国际互联网(Internet)。人脑有1000亿个神经元,每个神经元平均与10000个其他神经元互连,这就构成了人类智慧的直接物质基础。

神经元是大脑处理信息的基本单元,它的结构如图2.6-10所示。它是以细胞体为主体,由许多向周围延伸的不规则树枝状纤维构成的神经细胞,其形状很像一棵枯树的枝干。它主要由细胞体、树突、轴突和突触(Synapse,又称神经键)组成。

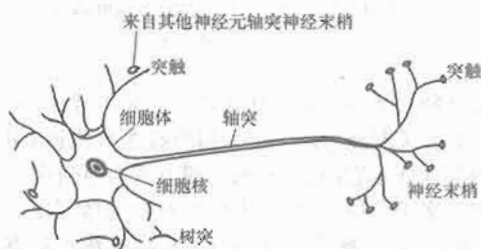


图 2.6-10 生物神经元结构示意图

##### 3.1.1 人工神经元模型

为了建立人工神经元模型,这里归纳一下生物神经元传递信息的过程。生物神经元是一个多输入(即它的多个树突和细胞体与其他多个神经元轴突末梢突触连接)、单输出单元(每个神经元只有一个轴突作为输出通道)。沿神经元轴突传递的信号是脉冲。

常用的人工神经元模型主要是基于模拟上述的生物神经元信息的传递特性即输入、输出关系。如果将生物神经元输入、输出脉冲的密度用模拟电压来表示,则上述生物神经元信息传递的主要特性可以用图2.6-11的模型来模拟。

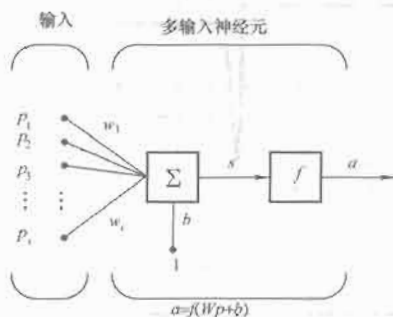


图 2.6-11 人工神经元模型

图2.6-11中,  $p_i$  为加于输入端(突触)上的输入信号;  $w_i$  为相应的突触连接权系数,它是模拟突触传递强度的一个比例系数;  $\Sigma$  表示突触后信号的空间累加;  $b$  为神经元阈值;  $f$  为神经元的响应函数。该模型的数学表达式为

$$s = \sum_{i=1}^R w_i x_i + b \quad (2.6-18)$$

$$y = f(s) \quad (2.6-19)$$

根据响应函数的不同,人工神经元有以下几种类型:

(1) 阈值单元。其响应函数如图2.6-12(a)所示,即

$$f(s) = \begin{cases} 1 & s \geq 0 \\ 0 & s < 0 \end{cases} \quad (2.6-20)$$

(2) 线性单元。其响应函数如图2.6-12(b)所示,即

$$y = f(s) = s \quad (2.6-21)$$

(3) 非线性单元。常用响应函数为S型(Sigmoid)函数,如图2.6-12(c)、(d)所示,即

$$f(s) = \text{logsig}(s) = \frac{1}{1 + e^{-s}} \quad (2.6-22)$$

$$f(s) = \text{tansig}(s) = \frac{e^s - e^{-s}}{e^s + e^{-s}} \quad (2.6-23)$$

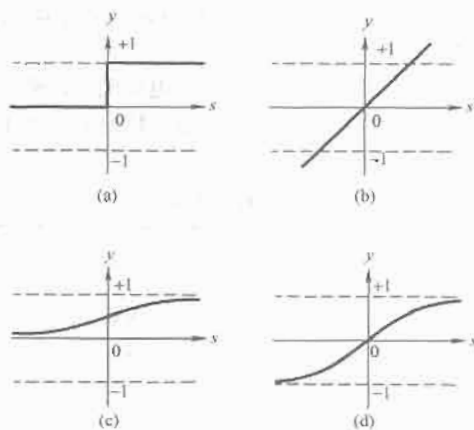


图 2.6-12 人工神经元的作用函数

人工神经网络(Artificial Neural Network, ANN)正是人类对其大脑神经网络认识理解的基础上人工构造的能够实现某种功能的神经网络。它是理论化的人脑神经网络的数学模型,是基于模仿大脑神经网络结构和功能而建立的一种信息处理系统。它实际上是由大量的简单元件(称为神经元)相互连接而成的复杂网络,具有高度的非线性,能够进行复杂的逻辑操作和非线性关系实现的系统。

一个神经网络具体能实现哪种功能主要是由神经元之间的连接方式确定的。我们可以通过不断的修正神经元之间的连接值(称为权值)来训练一个神经网络,直到它在特定的输入下所产生的输出与目标值一致为止,如图2.6-13所示。



图 2.6-13 神经网络基本模型

神经网络的模型确定之后,一个神经网络的特性及能力主要取决于网络的拓扑结构及学习方法。下面介绍人工神经网络连接的几种基本形式。

1) 前向网络。网络的结构如图2.6-14(a)所示。网络中的神经元是分层排列的,每个神经元只与前一层的神经元相连接。最上一层为输出层,隐含层的层数可以是一层或多层。前向网络在神经网络中应用很广泛,例如,感知器就属于这种类型。

2) 从输出到输入有反馈的前向网络。网络的结构如图 2.6-14 (b) 所示。网络的本身是前向型的, 与前一种不同的是从输出到输入有反馈回路。例如, Fukushima 网络就属于这种类型。

3) 层内互连前向网络。网络的结构如图 2.6-14 (c) 所示。通过层内神经元之间的相互连接, 可以实现同一层神经元之间横向抑制或兴奋的机制, 从而限制层内能同时动作的神经元数, 或者把层内神经元分为若干组, 让每组作为一个整体来动作。一些自组织竞争型神经网络就属于这种类型。

4) 互连网络。网络的结构如图 2.6-14 (d) 所示。互连网络有局部互连和全互连两种。全互连网络中的每个神经元都与其他神经元相连。局部互连是指互连只是局部的, 有些神经元之间没有连接关系。Hopfield 网络和 Boltzmann 机属于互连网络的类型。

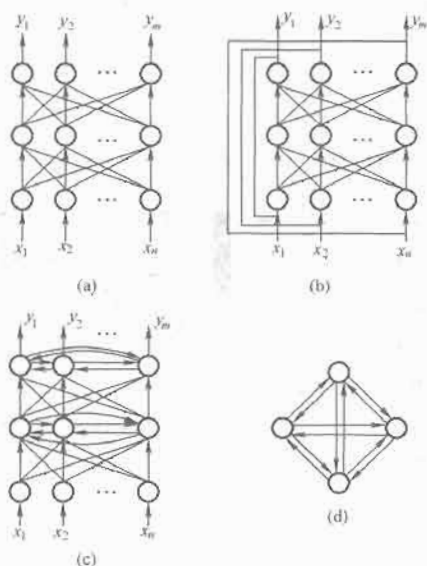


图 2.6-14 神经网络的典型结构

### 3.1.2 人工神经网络的学习

神经网络的性质主要决定于以下两个因素: 一个是网络的拓扑结构; 另一个是网络的学习、工作规则。一个神经网络的拓扑结构确定之后, 为了使它具有某种智能特性, 还必须具有相应的学习方法与之配合。可以说, 学习方法是人工神经网络研究中的核心问题。二者结合起来就可以构成一个网络的主要特征。

对于大脑神经而言, 不同的功能区域均有各自的学习规则。这些完整和巧妙的学习规则是大脑在进化过程中通过学习得到的。对于人工神经网络而言, 学习方法归根结底就是网络连接权的调整方法。人工神经网络连接权的确定通常有两种方法: 一种是根据具体要求直接计算出来, 如 Hopfield 网络做优化计算时就属于这种情况; 另一种是通过学习得到的, 大多数人工神经网络都用这种方法。随着网络结构和功能的不同, 学习方法是多种多样的, 神经网络的学习 (训练) 方法归纳起来有如下类型。

从学习过程的组织与管理而言, 分为有监督学习和无监督学习。

从学习过程的推理和决策方式而言, 有确定性学习 (大多数学习方法属于此类)、随机学习和模糊学习。

人工神经网络中一些基本的、通用的学习规则主要有:

(1) Hebb 学习规则。它是 Donall Hebb 根据生理学中条件反射机理, 于 1949 年提出的神经元连接强度变化的规

则, 属于无监督学习的范畴。其基本思想为, 如果两个神经元同时兴奋 (即同时被激活), 则它们之间的突触连接加强。如果用  $v_i$ ,  $v_j$  表示神经元  $i$  和  $j$  的激活值 (输出),  $\omega_{ij}$  表示两个神经元之间的连接权, 则 Hebb 学习规则可以表示为

$$\Delta\omega_{ij} = \alpha v_i v_j \quad (2.6-24)$$

式中:  $\alpha$  表示学习速率。

Hebb 学习规则是人工神经网络学习的基本规则, 几乎所有神经网络的学习规则都可以看作 Hebb 学习规则的变形。

(2)  $\delta$  学习规则。这种规则是用已知样本作为教师对网络进行学习, 又称误差校正规则。它属于有监督学习的范畴。该方法思想如下, 设  $(X^k, Y^k)$  ( $k=1, 2, \dots, p$ ) 为输入、输出样本对,  $Y^k = [y_1, y_2, \dots, y_m]^T$ ,  $X^k = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ , 把  $X^k$  作为网络的输入, 在连接权的作用下, 可得网络的实际输出  $\bar{Y} = [\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots, \bar{y}_m]^T$ 。设神经元  $i$  到神经元  $j$  的连接权为  $\omega_{ij}$ , 则权的调整为

$$\Delta\omega_{ij} = \alpha \delta_j v_i \quad (2.6-25)$$

$$\delta_j = F(y_j - \bar{y}_j) \quad (2.6-26)$$

式中:  $\alpha$  为学习速率;  $y_j - \bar{y}_j$  为误差差 (即期望输出与实际输出之差);  $v_i$  为第  $i$  个神经元的输出。

函数  $F(\cdot)$  的形式根据具体情况而定。当它为线性函数  $F(x) = x$  时,  $\delta_j = y_j - \bar{y}_j$ 。式 (2.6-25) 和式 (2.6-26) 的学习规则可由二次误差函数的梯度法导出, 故  $\delta$  学习规则实际上是一种梯度方法。 $\delta$  学习规则已在许多神经网络中得到应用, 例如, 前向网络的 BP 算法即是采用  $\delta$  学习规则得到的。

(3) 相近学习规则。它属于无监督学习的范畴。其思想为, 设  $\omega_{ij}$  为从神经元  $i$  到神经元  $j$  的连接权,  $v_i$  为神经元  $i$  的输出, 则连接权的调整为

$$\Delta\omega_{ij} = \alpha (v_i - \omega_{ij}) \quad (2.6-27)$$

在这种学习中, 是使  $\omega_{ij}$  趋近于  $v_i$  的值。例如, 在 ART 和 SOFM 等自组织竞争型网络中就采用了这种学习规则。

### 3.2 常用神经网络及学习算法

主要介绍线性网络 ADALINE、BP 网络和 RBF 网络的学习算法。

#### 3.2.1 线性神经网络

自适应线性元件 (Adaptive Linear Element, Adaline) 也是早期神经网络模型之一, Adaline 与感知器的主要不同之处在于其神经元有一个线性作用函数, 这允许输出可以是任意值, 而不仅仅是 0 和 1。另外, 它采用的是 W-H 学习规则, 从而能得到比感知器网络更快的收敛速度和更高的精度。

Adaline 主要应用于函数逼近、信号处理滤波、预测、模式识别和自动控制等方面。

(1) 线性神经网络模型和结构。一个具有  $R$  个输入的自适应线性神经元模型如图 2.6-15 所示。

由于线性神经网络中神经元的传递函数为线性函数, 其输入/输出之间是简单的比例关系。因此对于单个神经元, 可通过下列语句计算输出  $a$ 。

$$a = W \times P + b \quad (2.6-28)$$

图 2.6-16 以两种形式给出了具有  $R$  个输入的单层 (有  $S$  个神经元) 线性神经网络, 其权值矩阵为  $W$ 。这种网络也称为 Madline 网络。

W-H 规则只能训练单层线性神经网络, 但这并不影响单层线性神经网络的应用, 因为对多层线性神经网络而言,



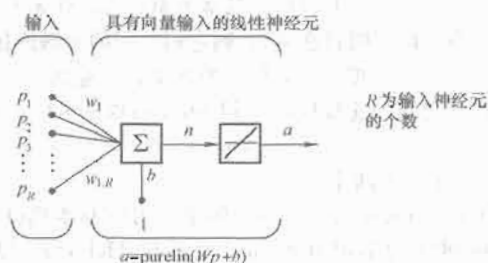


图 2.6-15 线性神经元

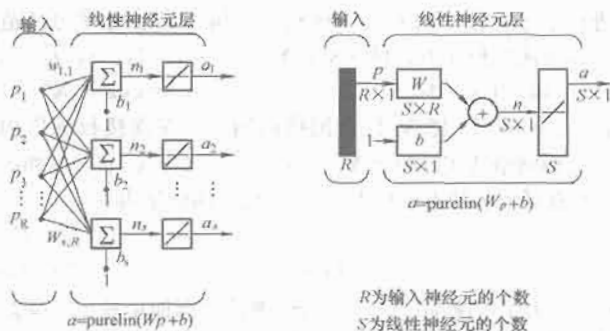


图 2.6-16 线性神经网络模型

可以设计出一个性能完全相当的单层线性神经网络。

(2) W-H 学习规则。W-H 学习规则可以用来训练单层神经网络的权值，使网络线性地逼近一个函数，进行模式联想 (Pattern Association)。

定义一个线性网络的输出误差函数为

$$E(W, B) = \frac{1}{2} (T - A)^2 = \frac{1}{2} (T - WP)^2 \quad (2.6-29)$$

根据梯度下降法，权值的修正值正比于当前位置上  $E(W, B)$  的梯度。对于第  $i$  输出节点有

$$\Delta w_{ij} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{ij}} = \eta (t_i - a_i) p_j \quad (2.6-30)$$

或表示为

$$\begin{cases} \Delta w_{ij} = \tilde{\eta} p_j \\ \Delta b_i = \tilde{\eta} \end{cases} \quad (2.6-31)$$

式中： $\eta$  为学习速率。这里定义  $\tilde{\eta}$  为  $i$  个输出节点的误差

$$\tilde{\eta}_i = t_i - a_i \quad (2.6-32)$$

式 (2.6-30) 称为 W-H 学习规则，又叫  $\delta$  规则，或最小均方差算法 (LMS)。

采用 W-H 规则训练 Adaline，训练过程收敛的必要条件是被训练的输入矢量必须是线性独立的，且应适当地选择学习速率以防止振荡。分析表明，当学习速率选择为  $0 < \eta < 2$  时，学习过程是收敛的。

(3) 网络训练。自适应线性元件的网络训练过程可以归纳为以下三个步骤：

1) 表达：计算训练的输出矢量  $A = W \times P + B$ ，以及期望输出之间的误差  $E = T - A$ 。

2) 检查：将网络输出误差的平方和与期望误差相比较，如果其值小于期望误差，或训练已达到事先设定的最大训练次数，则停止训练，否则继续。

3) 学习：采用 W-H 学习规则计算新的权值和偏差，并返回步骤 1)。

如果网络训练成功，那么当一个不在训练中的输入矢量输入到网络中时，网络趋于产生一个与其相联想的输出矢量，这个特性称为泛化，这在函数逼近以及输入矢量分类的

应用中是相当有用的。

### 3.2.2 反向传播网络

反向传播网络，又称 BP 网络结合了感知器网络和线性网络二者的长处，将感知器网络结构扩展到多层，其作用函数采用一种可微分的函数，形成了功能比较强大的多层前向网络。由于多层前向网络采用反向传播 (BP) 学习算法，通常人们将其称为 BP 网络。

BP 网络主要用于：① 函数逼近：用输入矢量和相应的输出矢量训练网络逼近某个函数；② 模式识别：用一个特定的输出矢量将它与输入矢量联系起来；③ 分类：把输入矢量以所定义的合适的方法进行分类；④ 数据压缩：减少输出矢量维数以便于传输或存储。

在人工神经网络的实际工程应用中，特别在自动控制领域中，大多数神经网络模型是采用 BP 网络或它的变化形式，它也是前向网络的核心部分，体现了人工神经网络最精华的部分。

(1) BP 网络模型与结构。典型的 BP 网络的结构如图 2.6-17 所示。

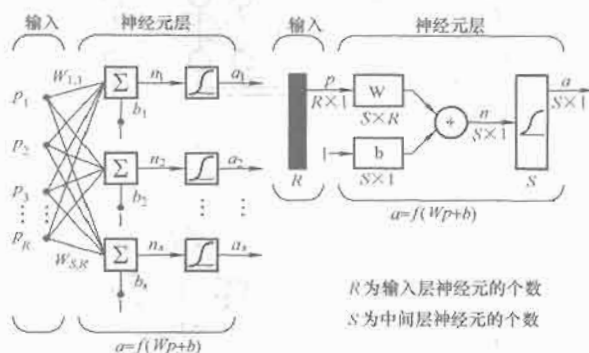


图 2.6-17 BP 网络结构

BP 网络通常有一个或多个隐含层，隐含层中神经元函数通常是单边 sigmoid 型函数  $\text{logsig}$ ，也可以采用对称 sigmoid 型函数  $\text{tansig}$ ，在某种特定的情况下，还可能采用纯线性函数  $\text{purelin}$ ，输出层的神经元通常采用线性变换函数。图 2.6-18 描述了一个具有一个隐含层的 BP 网络。

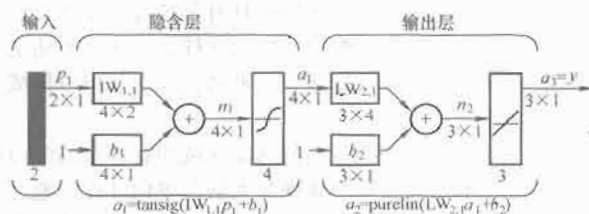


图 2.6-18 具有一个隐含层的 BP 网络

(2) BP 网络学习规则。本小节讨论多层前向神经网络的误差反向传播算法，简称 EBP 算法。基本的 EBP 算法是极小化二次性指标函数  $E$  而得到的。 $E$  的计算式为

$$E = \sum_{k=1}^m E_k \quad (2.6-33)$$

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{s_2} (y_{i,k} - \hat{y}_{i,k})^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{s_2} e_{i,k}^2 \quad (2.6-34)$$

式中： $m$  为输入样本的个数； $E_k$  为局部误差函数； $s_2$  为神经网络输出层神经元个数； $y, \hat{y}$  分别为目标和神经网络输出。

由于神经网络输出是输入和网络权值的函数，可以修正

权值使目标式(2.6-34)极小化。对于式(2.6-34)的非线性优化问题,最直接的方法就是基于梯度的寻优方法,即权值的改变与目标函数对于权值的负梯度成正比

$$\Delta W \propto -\frac{\partial E}{\partial W} \quad (2.6-35)$$

因此,BP算法的关键在于计算出梯度。由于误差是在输出层体现的,目标函数对输出层的权值的梯度是显函数,其梯度很容易得到。误差与输入层及隐含层权值的关系从数学上说是一个隐函数关系,其梯度的计算必须采用隐函数微分的链式法则,即从输出层开始,一层一层往前计算,直到目标函数对该层的权值的关系成为显式关系。在梯度求得之后,BP算法中并不是简单地将其应用于网络权值修正,而是利用网络结构和链式微分的结果,总结得到其相应的梯度均为前一层误差的非线性变换与本层权值的线性组合关系,形象地说,是输出误差的一个反向传播,反向传播的增益与网络权值和非线性作用函数的导数有关。

寻求目标函数的极小化有两种基本方法,即逐个处理和成批处理。所谓逐个处理,即随机依次输入样本,每输入一个样本都进行连接权的调整。所谓成批处理,是在所有样本输入后计算其总误差进行的处理。

BP算法由两部分组成:信息的正向传播和误差的反向传播。在正向传播过程中,输入信息从输入经隐含层逐层计算传向输出层。每一层神经元的状态只影响下一层神经元的状态。如果在输出层没有得到期望的输出,则计算输出层的误差变化值,然后转向反向传播,通过网络将误差信号沿原来的连接通道反传回来修改各层神经元的权值直到达到期望目标。

为了明确起见,现以如图2.6-18所示的三层网络为例进行BP算法推导。

设输入为 $p$ ,输入神经元有 $r$ 个,隐含层内有 $s_1$ 个神经元,作用函数为 $f_1$ ,输出层内有 $s_2$ 个神经元,对应的作用函数为 $f_2$ ,输出为 $a$ ,目标为 $t$ 。

1) 信息的正向传递。隐含层中的 $i$ 个神经元的输出为

$$a_{1i} = f_1 \left( \sum_{j=1}^r w_{1ij} p_j + b_{1i} \right), i = 1, 2, \dots, s_1 \quad (2.6-36)$$

输出层第 $k$ 个神经元的输出为

$$a_{2k} = f_2 \left( \sum_{i=1}^{s_1} w_{2ki} a_{1i} + b_{2k} \right), k = 1, 2, \dots, s_2 \quad (2.6-37)$$

定义误差函数为

$$E(W, B) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{s_2} (t_k - a_{2k})^2 \quad (2.6-38)$$

2) 利用梯度下降法求权值变化及误差的反向传播。考虑输出层的权值变化情况,对从第 $i$ 个输入到第 $k$ 个输出的权值有

$$\begin{aligned} \Delta w_{2ki} &= -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{2ki}} = -\eta \frac{\partial E}{\partial a_{2k}} \frac{\partial a_{2k}}{\partial w_{2ki}} \\ &= \eta (t_k - a_{2k}) f_2' \cdot a_{1i} = \eta \delta_k a_{1i} \\ k &= 1, 2, \dots, s_2, i = 1, 2, \dots, s_1 \end{aligned} \quad (2.6-39)$$

其中

$$\begin{cases} \delta_k = (t_k - a_{2k}) f_2' = e_k f_2' \\ e_k = t_k - a_{2k} \\ k = 1, 2, \dots, s_2 \end{cases} \quad (2.6-40)$$

同理可得

$$\begin{aligned} \Delta b_{2k} &= -\eta \frac{\partial E}{\partial b_{2k}} \\ &= -\eta \frac{\partial E}{\partial a_{2k}} \frac{\partial a_{2k}}{\partial b_{2k}} \\ &= \eta (t_k - a_{2k}) f_2' = \eta \delta_k \\ k &= 1, 2, \dots, s_2 \end{aligned} \quad (2.6-41)$$

考虑隐含层权值变化情况,对从第 $j$ 个输入到第 $i$ 个输出的权值,有

$$\begin{aligned} \Delta w_{1ij} &= -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{1ij}} = -\eta \frac{\partial E}{\partial a_{2k}} \frac{\partial a_{2k}}{\partial a_{1i}} \frac{\partial a_{1i}}{\partial w_{1ij}} \\ &= \eta \sum_{k=1}^{s_2} (t_k - a_{2k}) f_2' \times w_{2ki} f_1' p_j = \eta \delta_i p_j \\ j &= 1, 2, \dots, r, i = 1, 2, \dots, s_1 \end{aligned} \quad (2.6-42)$$

其中

$$\delta_i = \sum_{k=1}^{s_2} (t_k - a_{2k}) f_2' \times w_{2ki} f_1', i = 1, 2, \dots, s_1 \quad (2.6-43)$$

同理可得

$$\Delta b_{1i} = \eta \delta_i, i = 1, 2, \dots, s_1 \quad (2.6-44)$$

(3) BP网络的训练过程。为了训练一个BP网络,需要计算网络加权输入矢量以及网络输出和误差矢量,然后求得误差平方和。当所训练矢量的平方和小于误差目标时,训练则停止,否则在输出层计算误差变化,且采用反向传播学习规则来调整权值,并重复此过程。当网络完成训练后,对网络输入一个不是训练集中的矢量,网络将以泛化形式给出结果。

在动手编写网络的程序之前,必须首先根据具体的问题给出输入矢量 $P$ 和目标矢量 $T$ ,选定所要设计的网络的结构,包括以下内容:①网络的层数;②每层神经元数;③每层的作用函数。

BP网络的训练过程和前面所述的网络的训练步骤一样。其训练步骤如下:

1) 对于所要解决的问题,确定输入矢量 $P$ ,目标矢量 $T$ ,并由此确定各矢量的维数以及确定网络结构大小的神经元数目: $r$ 、 $s$ 和 $q$ 。

2) 参数初始化:①赋给权矩阵(矢量)非零随机值。②给出最大训练循环次数以及所要达到的目标值。

3) 计算网络输出。

4) 检查输出矢量 $A$ 与目标矢量 $T$ 是否相同,如果是,或已达到最大循环次数,训练结束,否则转入步骤5)。

5) 根据学习规则调整权矢量,并返回步骤3)。

### 3.2.3 辐射基函数网络

神经网络可以有两种分类方法:①从网络的结构而言,可分为前馈神经网络和反馈神经网络。②神经网络控制主要应用网络的函数逼近功能,若从这个角度,神经网络可分为全局逼近神经网络和局部逼近神经网络。如果网络的一个或多个权值或自适应可调整参数在输入空间的每一点对任何一个输出都有影响,则称神经网络为全局逼近神经网络。多层前向网络是全局逼近函数的典型例子。对于每个输入/输出数据对,网络的每一个权值都需要调整,从而导致全局逼近函数学习速度很慢。这个缺点对于控制来说常常是不可忽视的。若对输入空间的某个局部区域,只有少数几个权值影响网络的输出,则称网络为局部逼近网络。对于每个输入/输出数据对,只有少量的权值需要进行调整,从而使局部逼近

网络具有学习速度快的优点,这一点对于控制来说是至关重要的。辐射基函数(RBF)是一种典型的局部逼近网络。BP网络用于函数逼近时,权值的调整是用梯度下降法,存在局部最小和收敛速度慢的缺点。RBF网络在逼近能力、分类能力和学习速度方面均优于BP网络。辐射基函数神经元的变换函数为 radbas (高斯函数),这与其他网络不同。

1985年, Powell 提出了多变量插值的径向基函数(Radial Basis Function, RBF)方法。1988年, Broomhead 和 Lowe 首先将 RBF 应用于神经网络设计,从而构成了 RBF 神经网络。

### 3.2.3.1 辐射基函数网络的结构

RBF网络的结构与多层前向网络类似,它是一种三层前向网络。输入层由信号源节点组成。第二层为隐含层,单元数视所描述问题的需要而定。第三层为输出层,它对输入模式的作用作出响应。从输入空间到隐含层空间的变换是非线性的,而从隐含层空间到输出层空间的变换是线性的。隐含层的变换函数是 RBF,它是一种局部分布的对中心点径向对称衰减的非负非线性函数。图 2.6-19 为一辐射基神经元的示意图。图 2.6-20 给出了辐射基函数网络结构图。

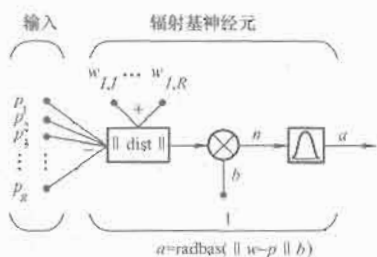


图 2.6-19 辐射基神经元的示意图

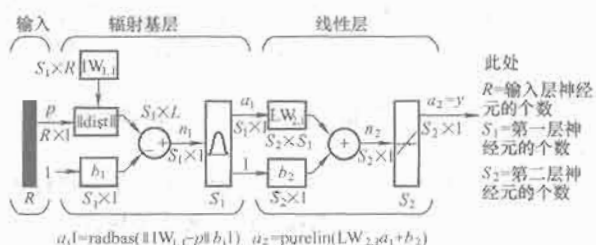


图 2.6-20 辐射基函数网络结构图

构成 RBF 网络的基本思想是:用 RBF 作为隐单元的“基”构成隐含层空间,这样就可将输入矢量直接(即不通过权连接)映射到隐空间。当 RBF 的中心点确定以后,这种映射关系也就确定了。而隐含层空间到输出空间的映射是线性的,即网络的输出是隐单元输出的线性加权和。此处的权即为网络可调参数。由此可见,从总体上看,网络由输入到输出的映射是非线性的,而网络输出对可调参数而言却又是线性的。这样网络的权就可由线性方程组直接解出或用 RLS 方法递推计算,从而大大加快学习速度并避免局部极小问题。

### 3.2.3.2 RBF 网络的学习方法

在 RBF 网络中,输出层和隐含层所完成的任务是不相同的,因而它们学习的策略也不相同。输出层是对线性权进行调整,采用的是线性优化策略,因而学习速度较快。而隐含层是对作用函数的参数进行调整,采用的是非线性优化策略,因而学习速度较慢。由此可见,两个层次学习过程的“时标”(time scale)也是不相同的,因而学习一般分为两个层次进行。下面介绍 RBF 网络常用的学习方法。

(1) 随机选取 RBF 中心(直接计算法)是一种最简单

的方法。在此方法中,隐单元 RBF 的中心是随机地在输入样本数据中选取的,且中心固定。RBF 的中心确定以后,隐单元的输出是已知的,这样,网络的连接权就可通过求解线性方程组来确定。对于给定问题,如果样本数据的分布具有代表性,则此方法不失为一种简单可行的方法。

当 RBF 选用高斯函数时,它可表示为

$$G(\|X - t_i\|^2) = \exp\left(-\frac{M}{d_m^2} \|X - t_i\|^2\right) \quad (2.6-45)$$

式中:  $M$  为中心数(即隐含层单元数);  $d_m$  为所选中心之间的最大距离。

在此种情况下,高斯 RBF 的均方差(即宽度)固定为

$$\sigma = \frac{d_m}{\sqrt{2M}} \quad (2.6-46)$$

这样选择  $\sigma$  的目的是使高斯函数的形状适度,即不太尖,也不太平。

网络的连接权矢量计算,即

$$W = G^+ d \quad (2.6-47)$$

式中:  $d$  是期望响应矢量。

$G^+$  是矩阵  $G$  的伪逆,  $j = 1, 2, \dots, N$ ,  $i = 1, 2, \dots, M$ 。  $G$  由下式确定

$$G = \{g_{ji}\} \quad (2.6-48)$$

$$g_{ji} = \exp\left(-\frac{M}{d_m^2} \|X_j - t_i\|^2\right) \quad (2.6-49)$$

式中:  $X_j$  是第  $j$  个输入样本数据向量。矩阵伪逆的计算可以用奇异值分解方法。

(2) 自组织学习选取 RBF 中心。在这种方法中, RBF 的中心是可以移动的,并通过自组织学习确定其位置。而输出层的线性权则通过有监督学习规则计算。由此可见,这是一种混合的学习方法。自组织学习部分是在某种意义上对网络的资源进行分配,学习目的是使 RBF 的中心位于输入空间重要的区域。

RBF 中心的选择可以采用  $k$ -均值聚类算法。这是一种无监督的学习方法,在模式识别中有广泛的应用。具体步骤如下:

1) 初始化聚类中心  $t_i$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ )。一般是从输入样本  $X_j$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) 中选择  $M$  个样本作为聚类中心。

2) 将输入样本按最邻近规则分组,即将  $X_j$  ( $j = 1, 2, \dots, N$ ) 分配给中心为  $t_i$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ) 的输入样本聚类集合  $\theta_i$  ( $i = 1, 2, \dots, M$ ), 亦即  $X_j \in \theta_i$ , 且满足

$$d_i = \min_j \|X_j - t_i\| \quad (2.6-50)$$

$$j = 1, 2, \dots, N; i = 1, 2, \dots, M$$

式中:  $d_i$  表示最小欧氏距离。

3) 计算  $\theta_i$  中样本的平均值(即聚类中心  $t_i$ )

$$t_i = \frac{1}{M_i} \sum_{X_j \in \theta_i} X_j \quad (2.6-51)$$

式中:  $M_i$  为  $\theta_i$  中的输入样数。

按以上步骤计算,直到聚类中心的分布不再变化。RBF 的中心确定以后,如果 RBF 是高斯函数,则可用式(2.6-46)计算其均方差  $\sigma$ 。这样隐单元的输出就可计算出来了。

对于输出层线性权的计算可以采用误差校正学习算法,例如最小二乘法(LMS)。这时,隐含层的输出就是 LMS 算法的输入。

(3) 有监督学习选取 RBF 中心。在这种方法中, RBF 的中心以及网络的其他自由参数都是通过有监督的学习来确

定的。这是 RBF 网络学习的最一般化形式。对于这种情况,有监督学习可以采用简单有效的梯度下降法。

不失一般性,考虑网络为单变量输出。定义目标函数

$$\xi = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N e_j^2 \quad (2.6-52)$$

式中:  $N$  为训练样本数;  $e_j$  为误差信号,由下式定义:

$$e_j = d_j - F^*(X_j) \\ = d_j - \sum_{i=1}^M \omega_i G(\|X_j - t_i\|_\sigma) \quad (2.6-53)$$

对网络学习的要求是:寻求网络的自由参数  $\omega_i$ 、 $t_i$  和  $R_i^{-1}$  (后者与权范数矩阵  $C_i$  有关) 使目标函数  $\xi$  达到极小。当上述优化问题用梯度下降法实现时,可得网络自由参数优化计算的公式如下:

1) 线性权  $\omega_i$  (输入层)

$$\frac{\partial \xi(n)}{\partial \omega_i(n)} = \sum_{j=1}^N e_j(n) G'(\|X_j - t_i(n)\|_\sigma) \quad (2.6-54)$$

$$\omega_i(n+1) = \omega_i(n) - \eta_1 \frac{\partial \xi(n)}{\partial \omega_i(n)} \quad (2.6-55)$$

$i = 1, 2, \dots, M$

2) RBF 中心  $t_i$  (隐含层)

$$\frac{\partial \xi(n)}{\partial t_i(n)} = 2\omega_i(n) \sum_{j=1}^N e_j(n) G'(\|X_j - t_i(n)\|_\sigma) \times \\ R_i^{-1}[X_j - t_i(n)] \quad (2.6-56)$$

$$t_i(n+1) = t_i(n) - \eta_2 \frac{\partial \xi(n)}{\partial t_i(n)} \quad (2.6-57)$$

$i = 1, 2, \dots, M$

3) RBF 的扩展  $R_i^{-1}$  (隐含层)

$$\frac{\partial \xi(n)}{\partial R_i^{-1}(n)} = -\omega_i(n) \sum_{j=1}^N e_j(n) G'(\|X_j - t_i(n)\|_\sigma) Q_{ji} \quad (2.6-58)$$

$$Q_{ji} = [X_j - t_i(n)][X_j - t_i(n)]^T \quad (2.6-59)$$

$$R_i^{-1}(n+1) = R_i^{-1}(n) - \eta_3 \frac{\partial \xi(n)}{\partial R_i^{-1}(n)} \quad (2.6-60)$$

式中:  $G'(\cdot)$  是函数  $G(\cdot)$  对自变量的一阶导数。

关于以上计算公式有以下几点说明。① 目标函数  $\xi$  对线性权  $\omega_i$  是凸的,但是对于  $t_i$  和矩阵  $R_i^{-1}$  则是非凸的。对于后一种情况,即  $t_i$  和  $R_i^{-1}$  最优值的搜索可能卡住在参数空间的局部极小点。② 学习速率  $\eta_1$ 、 $\eta_2$  和  $\eta_3$  一般是不相同的。③ 与 EBP 算法不同,上述的梯度算法没有误差回传。④ 当 RBF 为高斯函数时,参数  $R_i^{-1}$  代表高斯函数的均方差(宽度)  $\sigma$ 。⑤ 梯度矢量  $\frac{\partial \xi}{\partial t_i}$  具有与聚类相似的效应,即使  $t_i$  成为输入样本聚类的中心。

初始化问题是递推算法一个极为重要的问题。为了减小学习过程收敛到局部极小的可能,搜索应始于参数空间某个有效的区域。为了达到这一目的,可以先用 RBF 网络实现一个标准的高斯分类算法,然后用类结果作为搜索的起点。

为了使网络的结构尽可能简单(即隐含层单元数尽可能小),优化 RBF 的参数是必要的,特别是 RBF 的中心。当然,同样的扩展性能也可用增加网络复杂性的方法来实现,即中心固定,但隐单元数增加。这时网络就只有输出层线性权  $\omega_i$ ,一个自由参数  $\sigma$ ,它可用线性优化策略进行调整。

### 3.3 神经网络智能 PID 参数最优控制

神经网络在控制中应用最广泛的学习算法就是误差传播算法(简称 BP 算法),该算法使加权值向负梯度方向收敛

使性能指标最小。由于 BP 网络可以表示任意非线性函数,并具有自适应学习、并行分布处理和有较强的鲁棒性及容错性等特点,因此适用于对复杂非线性系统进行建模与控制。

用于训练 BP 神经网络控制器的方法主要有通用学习(general learning)和特定学习(specialized learning)两种。前者需要离线学习,得到的是静态控制器,故不能适应系统出现的新情况及新变化。后者将被控对象作为 BP 网络的输出层,可通过边学习边控制的方式对系统进行动态控制。但是,特定学习方法要用到变量  $\frac{\partial y}{\partial u}$  ( $y$  为对象输出,  $u$  为控制

量)。当对象特性未知时,  $\frac{\partial y}{\partial u}$  难于求得。因此,可用 sign

( $\frac{\partial y}{\partial u}$ ) 来代替  $\frac{\partial y}{\partial u}$ ,但 sign( $\frac{\partial y}{\partial u}$ ) 显得过于粗糙,故学习精度较差。此时,可用神经网络模型输出  $\hat{y}$  关于控制  $u$  的灵敏度  $\frac{\partial \hat{y}}{\partial u}$  来近似  $\frac{\partial y}{\partial u}$ ,由此得到基于 BP 网络的自适应控制。在此基础上,可演变得到一种基于 BP 网络的自适应 PID 控制器。

#### 3.3.1 基于 BP 神经网络的自适应控制

设被控对象是 SISO(单输入单输出)离散时间非线性系统,即

$$y(t) = f[y(t-1), \dots, y(t-n), u(t-1), \dots, u(t-m)] \quad (2.6-61)$$

式中:  $n$ 、 $m$  分别是时间序列  $\{y(t)\}$  和  $\{u(t)\}$  的阶次。

设用来在线辨识对象特性的神经网络模型是个三层 BP 网络,即

输入层

$$o_{1i}(t) = \begin{cases} y(t-i+1) & 1 \leq i \leq n \\ u(t-i+n+1) & n+1 \leq i \leq m_1 \end{cases} \quad (2.6-62)$$

$$m_1 = n + m$$

隐含层

$$n_{2i}(t) = \sum_{j=1}^{m_1} w_{2ij} o_{1j}(t) + \theta_{2i} \quad (2.6-63)$$

$$o_{2i}(t) = g[n_{2i}(t)] \quad (2.6-64)$$

$$i = 1, 2, \dots, m_2$$

输出层

$$n_3(t) = \sum_{j=1}^{m_2} w_{3j} o_{2j}(t) + \theta_3 \quad (2.6-65)$$

$$\hat{y}(t+1) = g[n_3(t)] \quad (2.6-66)$$

式中:  $w_{2ij}$ 、 $w_{3j}$  为层与层之间的两个神经元之间的连接权;  $\theta_{2i}$  和  $\theta_3$  为阈值。

激励函数为

$$g(x) = \frac{2}{1 + e^{-x}} - 1 \quad (2.6-67)$$

用 BP 学习算法来修正权及阈值,使目标函数

$$J_1 = \frac{1}{2} [y(t) - \hat{y}(t)]^2 \quad (2.6-68)$$

最小化。相应的修正公式为

$$\delta(t) = [y(t) - \hat{y}(t)] g'[n_3(t)] \quad (2.6-69)$$

$$w_{3j}(t+1) = w_{3j}(t) + \eta \delta(t) o_{2j}(t) \quad j = 1, 2, \dots, m_2 \quad (2.6-70)$$

$$\theta_3(t+1) = \theta_3(t) + \eta \delta(t) \quad (2.6-71)$$

$$w_{2ij}(t+1) = w_{2ij}(t) + \eta g'[n_{2i}(t)] \delta(t) w_{3i}(t) o_{1j}(t) \quad (2.6-72)$$

$$i = 1, 2, \dots, m_1; j = 1, 2, \dots, m_2$$

$$\theta_{2i}(t+1) = \theta_{2i}(t) + \eta g'[n_{2i}(t)] \delta(t) w_{3i}(t)$$



$$i = 1, 2, \dots, m_2 \quad (2.6-73)$$

上述式中:  $\eta$  为学习步长;  $g'(x) = \frac{1}{2} [1 - g^2(x)]$  为激励函数。

设神经网络反馈控制器的一般形式为

$$u(t) = h[e(t), e(t-1), \dots, e(t-p)] \quad (2.6-74)$$

即  $e(t)$  为系统给定  $r(t)$  与系统输出  $y(t)$  之间的误差

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.6-75)$$

用一个三层 BP 网络来构成控制器, 即

输入层

$$c_{1i}(t) = e(t-i+1); i = 1, 2, \dots, n_1 \quad (2.6-76)$$

$$n_1 = p$$

隐含层

$$s_{2i}(t) = \sum_{j=1}^{n_1} k_{2ij} c_{1j}(t) + \beta_{2i} \quad i = 1, 2, \dots, n_2 \quad (2.6-77)$$

$$c_{2i}(t) = v[s_{2i}(t)] \quad i = 1, 2, \dots, n_2 \quad (2.6-78)$$

输出层

$$s_3(t) = \sum_{j=1}^{n_2} k_{3j} c_{2j}(t) + \beta_3 \quad (2.6-79)$$

$$u(t) = v[s_3(t)] \quad (2.6-80)$$

上述式中:  $k_{2ij}$ 、 $k_{3j}$  为权系数;  $\beta_{2i}$ 、 $\beta_3$  为阈值;  $v(x) = \frac{2}{1+e^{-x}} - 1$  为激励函数。

为确定神经网络控制器的权系数, 可用神经网络模型输出  $\hat{y}(t+1)$  来近似  $y(t+1)$ , 从而用  $\frac{\partial \hat{y}}{\partial u}$  来近似特定学习算法中的  $\frac{\partial y}{\partial u}$ 。经有限次学习后, 能准确逼近  $y$ 。

设性能指标

$$J_2 = \frac{1}{2} [r(t+1) - \hat{y}(t+1)]^2 \quad (2.6-81)$$

应用特定学习算法, 可得如下权修正公式

$$k_{3i}(t+1) = k_{3i}(t) + \lambda[r(t+1) - \hat{y}(t+1)] \times v[s_3(t)] c_{2i}(t) \frac{\partial \hat{y}(t+1)}{\partial u(t)} \quad i = 1, 2, \dots, n_2 \quad (2.6-82)$$

$$\beta_3(t+1) = \beta_3(t) + \lambda[r(t+1) - \hat{y}(t+1)] v[s_3(t)] \frac{\partial \hat{y}(t+1)}{\partial u(t)} \quad (2.6-83)$$

$$k_{2ij}(t+1) = k_{2ij}(t) + \lambda[r(t+1) - \hat{y}(t+1)] v[s_3(t)] \times k_{3i}(t) v[s_{2i}(t)] c_{1j}(t) \frac{\partial \hat{y}(t+1)}{\partial u(t)} \quad i = 1, 2, \dots, n_2; j = 1, 2, \dots, n_1 \quad (2.6-84)$$

$$\beta_{2i}(t+1) = \beta_{2i}(t) + \lambda[r(t+1) - \hat{y}(t+1)] \times v[s_3(t)] k_{3i}(t) v[s_{2i}(t)] \quad i = 1, 2, \dots, n_2 \quad (2.6-85)$$

式中:  $v'(x) = \frac{1}{2} [1 - v^2(x)]$  为激励函数;  $\lambda$  为学习步长。

$\frac{\partial \hat{y}}{\partial u}$  的计算式为

$$\frac{\partial \hat{y}(t+1)}{\partial u(t)} = \frac{\partial \hat{y}(t+1)}{\partial n_3(t)} \sum_{i=1}^{m_2} \frac{\partial n_3(t)}{\partial o_{2i}(t)} \frac{\partial o_{2i}(t)}{\partial n_{2i}(t)} \frac{\partial n_{2i}(t)}{\partial c_{1i+1}(t)} = g'[n_3(t)] \sum_{i=1}^{m_2} w_{3i} w_{2,i,n+1} g'[n_{2i}(t)] \quad (2.6-86)$$

由此可得到如下自适应控制算法:

- 1) 采样得到  $y(t)r(t)$ 。
- 2) 将  $\{e(t), \dots, e(t-p)\}$  输入神经网络控制器得到  $u(t)$ 。
- 3) 将  $u(t)$  输入对象及神经网络模型。
- 4) 用式 (2.6-10) ~ 式 (2.6-13) 修正模型的权及阈值。
- 5) 用式 (2.6-22) ~ 式 (2.6-26) 修正控制器的权及阈值。
- 6) 返回 1), 继续进行。

### 3.3.2 神经网络 PID 控制

#### 3.3.2.1 基于 BP 网络的自适应 PID 控制

在前述基于 BP 网络的自适应控制的基础上, 通过适当简化, 可以得到 BP 网络自适应 PID 控制器。令神经网络控制器为具有两层结构的网络, 其输入层有三个节点, 节点的输入分别为

$$o_1(t) = e(t) \quad (2.6-87)$$

$$o_2(t) = \sum_{i=1}^t e(i) \quad (2.6-88)$$

$$o_3(t) = e(t) - e(t-1) \quad (2.6-89)$$

其输入节点数为 1, 且令

$$u(t) = \sum_{i=1}^3 k_i(t) o_i(t) \quad (2.6-90)$$

控制器具有比例、积分和微分控制结构。由 3.3.1 节, 可以求得控制器的权系数, 也即比例、积分和微分增益的在线修正公式

$$k_i(t+1) = k_i(t) + \lambda[r(t+1) - \hat{y}(t+1)] o_i(t) g'[n_3(t)] \sum_{j=1}^{m_2} w_{3i} w_{2,i,n+1} g'[n_{2i}(t)] \quad (i = 1, 2, 3) \quad (2.6-91)$$

#### 3.3.2.2 单神经元 PID 控制

(1) 单神经元 PID 控制的方法。神经元作为构成神经网络的基本单位, 也具有自学习和自适应能力, 而且结构简单、易于计算, 将它与 PID 调节器结合, 可以在一定程度上解决传统 PID 调节器不易在线整定参数, 难于控制时变系统的问题。设神经元的输入维数  $n=3$ , 用神经元的三个连接权来近似代替 PID 的比例、积分、微分系数。其控制器结构图如图 2.6-21 所示。

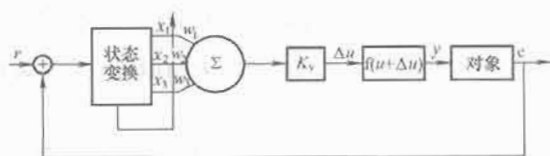


图 2.6-21 单神经元 PID 控制器结构图

它的三个输入分别是

$$\begin{cases} x_1(k) = e(k) - e(k-1) \\ x_2(k) = e(k) \\ x_3(k) = e(k) - 2e(k-1) + e(k-2) \end{cases} \quad (2.6-92)$$

式中:  $e(k) = r(k) - c(k)$ , 为系统给定与输出的偏差。选择线性函数作为输出节点的激励函数

$$y(k) = f[\cdot] = K_o u(k) \quad (2.6-93)$$

单神经元输入节点的输入/输出关系为



$$\begin{aligned}\Delta u(k) &= K_v [\omega_1(k)x_1(k) + \omega_2(k)x_2(k) + \omega_3(k)x_3(k)] \\ &= K_v \sum_{i=1}^3 \omega_i(k)x_i(k)\end{aligned}\quad (2.6-94)$$

式中:  $K_v$  为比例系数;  $\omega_1(k)$ 、 $\omega_2(k)$ 、 $\omega_3(k)$  为连接权系数。

增量式 PID 控制器的算式为

$$\begin{aligned}\Delta u(k) &= K_p \left\{ [e(k) - e(k-1)] + \frac{T_s}{T_i} e(k) + \frac{T_d}{T_s} \times \right. \\ &\quad \left. [e(kT_s) - 2e(k-1)T_s + e(k-2)T_s] \right\}\end{aligned}\quad (2.6-95)$$

对比上面两式, PID 控制器的参数分别是:  $K_p = K_v \omega_1(k)$ ;  $K_i = K_p T_s / T_i = K_v \omega_2(k)$ ;  $K_d = K_p T_d / T_s = K_v \omega_3(k)$ 。神经元的权系数可以通过自学习功能进行自适应调整, 这就相当于对 PID 控制器的控制参数进行了自适应整定, 大大提高了控制器的鲁棒性。

为有效发挥单神经元的自适应能力, 必须采用一定的学习算法对权值进行学习。首先引入性能指标函数  $J$ , 它是输出误差的平方, 即

$$J(k) = \frac{1}{2} [r(k) - c(k)]^2 = \frac{1}{2} e(k)^2 \quad (2.6-96)$$

使权系数  $\omega_i(k)$  的修正沿着  $J$  减小的方向, 即对  $\omega_i(k)$  的负梯度方向搜索, 并选择  $\eta (0 < \eta < 1)$  作为学习速率, 则

$$\begin{aligned}\Delta \omega_i(k) &= -\eta \frac{\partial J(k)}{\partial \omega_i(k)} \\ &= -\eta \frac{\partial J(k)}{\partial c(k)} \frac{\partial c(k)}{\partial y(k)} \frac{\partial y(k)}{\partial \Delta u(k)} \frac{\partial \Delta u(k)}{\partial \omega_i(k)} \\ &= \eta K_v K_o e(k) x_i(k) \frac{\partial c(k)}{\partial y(k)}\end{aligned}\quad (2.6-97)$$

由于对象不确定,  $\frac{\partial c(k)}{\partial y(k)}$  只能做近似处理, 常用差分近似求导

$$\frac{\partial c(k)}{\partial y(k)} \approx \frac{c(k) - c(k-1)}{y(k) - y(k-1)} \quad (2.6-98)$$

所以得到连接权的学习算法为

$$\begin{aligned}\omega_i(k+1) &= \omega_i(k) + \Delta \omega_i(k) \\ &= \omega_i(k) + \eta K_v K_o e(k) x_i(k) \frac{c(k) - c(k-1)}{y(k) - y(k-1)}\end{aligned}\quad (2.6-99)$$

(2) 单神经元 PID 控制可调参数规律。该算法运行效果与可调参数  $K_v$ 、 $\eta$ 、 $\eta_2$ 、 $\eta_3$  等的选取有很大关系, 参数调整的一些规律如下:

1) 初始权系数  $\omega_1(k)$ 、 $\omega_2(k)$ 、 $\omega_3(k)$  可以任意选取, 一般取  $0 < \omega_1(k)$ 、 $\omega_2(k)$ 、 $\omega_3(k) < 10$ 。

2)  $K_v$  的选择: 一般  $K_v$  偏大, 将引起系统超调增大, 调整时间变长;  $K_v$  取较小, 系统响应变慢, 响应可能不能跟踪给定信号。所以最好通过仿真结果对  $K_v$  进行调整。

3) 学习速率  $\eta$ 、 $\eta_2$ 、 $\eta_3$  的选择: 学习速率的选择要使  $\Delta \omega_i(k)$  的每一个采样周期的变化不超过  $\omega_i(k)$  的 1%。选取  $K_v$  使过程超调不太大, 若此时超调趋向平稳的时间过长, 可增加  $\eta$ 、 $\eta_3$ ; 若超调迅速下降而低于给定值, 此后缓慢上升到稳态的时间又太长, 则可减小  $\eta$ , 增强  $\eta_2$ 。对于大时滞系统, 为了减小超调,  $\eta$ 、 $\eta_3$  都应选得大一些。

单神经元 PID 控制算法运用自身的学习功能, 使权值 (即 PID 控制器参数) 在过程中不断学习, 达到优化控制的目的。但其权值自校正速度较慢, 使上升时间较长, 动态恢复缓慢。所以在实际应用中, 可以通过改变  $K_v$  的值来提高

响应速度: 当误差较大且大于零时, 增大  $K_v$  以加快动态过程; 当误差为负值时, 减小  $K_v$ , 使控制量减小以抑制超调。

综上所述, 单神经元自适应 PID 控制器具有可调参数少、易于整定、控制输出平稳、鲁棒性强的独特优点, 适合工业过程大滞后系统的控制。

### 3.4 液位系统实时控制示例

单容液位过程可用图 2.6-22 简化表示, 图中  $q_1$  和  $q_2$  表示输入和输出的体积流量。设储槽横截面积为  $A$ , 储槽液面高度为  $H$ , 对储槽列质量平衡方程有

$$A \frac{dH}{dt} = q_1 - q_2 \quad (2.6-100)$$

输出管路上装有手动阀, 设推动液流通过阀门的压力差为

$$\Delta p = p - p_a \quad (2.6-101)$$

由 Bernovlli 关系知  $\Delta p$  与  $q^2$  成比例, 得

$$q = C_v \sqrt{p - p_a} \quad (2.6-102)$$

$$p = p_a + \frac{\rho g}{g_c} H \quad (2.6-103)$$

式中:  $C_v$  为阀门流通系数;  $p_a$  为流体排出的环境压力;  $p$  是储槽底部底压力, 重力加速度和变换因子均为常数。

最后得到该过程的模型为

$$A \frac{dH}{dt} = q_1 - q_2 = q_1 - C_v \sqrt{\rho \frac{g}{g_c} H} \quad (2.6-104)$$

由于出现开根号运算, 故液位过程模型为一非线性模型。

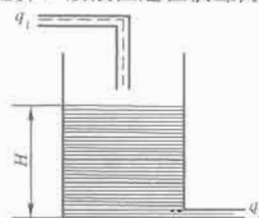


图 2.6-22 单容液位过程

(1) 权系数初值的选择。权系数初值对控制性能的好坏有很大影响; 试验表明, 按照式

$$\begin{cases} \omega_1 = k_p / (k_p + k_i + k_d) \\ \omega_2 = k_i / (k_p + k_i + k_d) \\ \omega_3 = k_d / (k_p + k_i + k_d) \end{cases} \quad (2.6-105)$$

确定神经网络权系数的初值, 可以使系统的动态特性既快速又平稳。

(2) 加权系数的限幅问题。在进行在线实时控制时, 运算时采用定点运算, 则有必要对加权系数进行限幅处理, 否则, 当加权系数变成负值时, 所产生的控制有可能使系统不稳定; 实际控制时, 可将加权系数的下限设置为略大于 0 的正数。

(3) 神经元的比例系数  $k$  的选取。实践证明  $k$  取得较大时, 系统动态起得快, 但超调量大且超调时间长;  $k$  取得较小时, 系统响应变慢, 超调量下降; 若  $k$  取得太小, 则响应无法跟踪给定信号。如果直接给定  $k$  的值, 响应速度和超调的矛盾还是无法解决。

考虑  $k$  的在线调整, 即在初期误差较大时,  $k$  取值较大以保证较快的起动速度; 当误差减小时,  $k$  值相应减小以防止超调。 $k$  的非线性调整公式为

$$k(k) = k_0 + a [r(k) - y(k)]^3 / r(k)^2 \quad (2.6-106)$$

式中:  $k_0$  为稳态时神经元比例系数;  $a$  为调整系数可以先取

1/10 的  $k_0$  再根据实际情况调整。

这种方法的优点在于当初期误差较大时,其三次方增大了后项的作用,使  $k$  值较大时系统启动速度较理想;当误差较小尤其是小于 1 时,后项的三次方大大地减小了后项对  $k$  的影响,使系统不至于有较大超调。

根据仿真和多次实验结果,最终确定的加权值矩阵初值  $I_w = [0.83 \ 0.05 \ 0.12]$ ,  $k_0$  为 1.4。图 2.6-23 为采用单神经元自适应 PID 进行液位实时控制的曲线。为比较控制效果,对一般 PID 控制器作用下的液位曲线也作了相应记录,控制结果如图 2.6-24 所示。

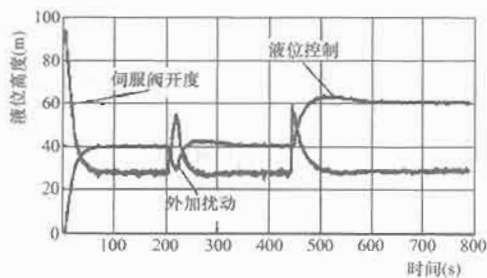


图 2.6-23 单神经元 PID 液位实时控制

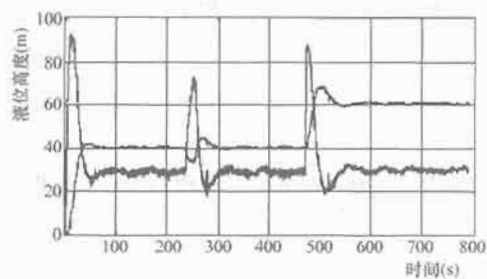


图 2.6-24 一般 PID 控制响应

比较两种控制结果可以发现,单神经元自适应 PID 控制的液位系统进入稳态的调节时间略长,但其控制精度和抗干扰性能均高于一般 PID 的控制结果。

由于神经元自适应 PID 控制器实质上为一变系数的比例、积分、微分复合控制器。单神经元控制器的调节是非线性的自适应过程,只要选择适当的学习速率和神经元线性比例系数,能使控制系统超调量小、抗扰动力强,控制稳定,获得满意的动态性能。

## 4 仿人智能控制

### 4.1 专家控制

在传统的控制系统中,系统的运行缺乏人一机之间的交互。控制器对被控对象在环境中的参数、结构的变化缺乏应变能力。传统控制理论的不足,在于它必须依赖于被控对象严格的数学模型,试图对精确模型来求取最优的控制效果,而实际的被控对象存在着许多难以建模的因素。20 世纪 80 年代初,人工智能中专家系统的思想和方法开始被引入控制系统的研究和工程应用中。专家系统能处理定性的、启发式或不确定的知识信息,经过各种推理来达到系统的任务目标。专家系统为解决传统控制理论的局限性提供了重要的启示,二者的结合导致了专家控制这一方法。

瑞典学者 K. J. Astrom 在 1983 年首先把人工智能中的专家系统引入智能控制领域,于 1986 年提出“专家控制”的概念,构成一种智能控制方法。专家控制(Expert control)是智能控制的一个重要分支,又称专家智能控制。所谓专家控制,是将专家系统的理论和技术同控制理论、方法

与技术相结合,在未知环境下,仿效专家的经验,实现对系统的控制。专家控制试图在传统控制的基础上“加入”一个富有经验的控制工程师,实现控制的功能,它由知识库和推理机构成主体框架,通过对控制领域知识(先验经验、动态信息、目标等)的获取与组织,按某种策略及时地选用恰当的规则进行推理输出,实现对实际对象的控制。

#### 1. 基本原理

专家控制的基本结构如图 2.6-25 所示。



图 2.6-25 专家控制的结构

#### 2. 专家控制的功能

专家控制具有如下功能

- (1) 能够满足任意动态过程的控制需要,尤其适用于带有时变、非线性和强干扰的控制。
- (2) 控制过程可以利用对象的先验知识。
- (3) 通过修改、增加控制规则,可不断积累知识,改进控制性能。
- (4) 可以定性地描述控制系统的性能,如“超调小”、“偏差增大”等。
- (5) 对控制性能可进行解释。
- (6) 可通过对控制闭环中的单元进行故障检测来获取经验规则。

#### 3. 与专家系统的区别

专家控制引入了专家系统的思想,但与专家系统存在区别:

- (1) 专家系统能完成专门领域的功能,辅助用户决策;专家控制能进行独立的、实时的自动决策。专家控制比专家系统对可靠性和抗干扰性有着更高的要求。
- (2) 专家系统处于离线工作方式,而专家控制要求在线获取反馈信息,即要求在线工作方式。

#### 4. 知识表示

专家控制将系统视为基于知识的系统,控制系统的知识表示如下

- (1) 受控过程的知识: ①先验知识,包括问题的类型及开环特性; ②动态知识,包括中间状态及特性变化。
- (2) 控制、辨识、诊断知识: ①定量知识,各种算法; ②定性知识,各种经验、逻辑、直观判断。

按照专家系统知识库的结构,有关知识可以分类组织,形成数据库和规则库,从而构成专家控制系统的知识源。

数据库包括:事实——已知的静态数据。例如传感器测量误差、运行阈值、报警阈值、操作序列的约束条件、受控过程的单元组态等。证据——测量到的动态数据。例如传感器的输出值、仪器仪表的测试结果等。证据的类型是各异的,常常带有噪声、延迟,也可能是不完整的,甚至相互之间有冲突。假设——由事实和证据推导的中间结果,作为当前事实集合的补充。例如,通过各种参数估计算法推得的状态估计等。目标——系统的性能指标。例如对稳定性的要求,对静态工作点的寻优、对现有控制规律是否需要改进的判断等。目标既可以是预定的,也可以是根据外部命令或内

部运行状况在线地动态建立的。

专家控制的规则库一般采用产生式规则表示为

IF 控制局势 (事实和数据) THEN 操作结论。

由多条产生式规则构成规则库。

#### 5. 分类

按专家控制在控制系统中的作用和功能, 可将专家控制器分为以下两种类型。

(1) 直接型专家控制器。直接型专家控制器用于取代常规控制器, 直接控制生产过程或被控对象, 具有模拟 (或延伸, 扩展) 操作工人智能的功能。该控制器的任务和功能相对比较简单, 但是需要在线、实时控制。因此, 其知识表达和知识库也较简单, 通常由几十条产生式规则构成, 以便于增删和修改。

(2) 间接型专家控制器。间接型专家控制器用于和常规控制器相结合, 组成对生产过程或被控对象进行间接控制的智能控制系统。具有模拟 (或延伸、扩展) 控制工程师智能的功能。该控制器能够实现优化适应、协调、组织等高层决策的智能控制。按照高层决策功能的性质, 间接型专家控制器可分为以下几种类型。

1) 优化型专家控制器: 是基于最优控制专家的知识经验和总结的运用, 通过设置整定值、优化控制参数或控制器, 实现控制器的静态或动态优化。

2) 适应型专家控制器: 是基于自适应控制专家的知识经验和总结的运用, 根据现场运行状态和测试数据, 相应地调整控制规律, 校正控制参数, 修改整定值或控制器, 适应生产过程、对象特性或环境条件的漂移和变化。

3) 协调型专家控制器: 是基于协调控制专家和调度工程师的知识经验和总结的运用, 用以协调局部控制器或各子控制系统的运行, 实现大系统的全局稳定和优化。

4) 组织型专家控制器: 是基于控制工程的组织管理专家或总设计师的知识经验和总结的运用。用以组织各种常规控制器, 根据控制任务的目标和要求, 构成所需要的控制系统。

间接型专家控制器可以在线或离线运行。通常, 优化型、适应型需要在线、实时、联机运行, 协调型、组织型可以作为相应的计算机辅助系统, 离线、非实时运行。

#### 6. 专家 PID 控制

专家 PID 控制是在专家控制的基础上发展起来的。在介绍专家 PID 控制之前, 我们可概括一下专家控制的关键技术和特点。设计专家控制时所考虑的关键技术包括以下 4 个方面: ①知识的表达方法; ②从传感器中识别和获取定量的控制信号; ③将定性知识转化为定量的控制信号; ④控制知识和控制规则的获取。

专家控制具有灵活性、适应性和鲁棒性等特点: ①灵活性: 根据系统的工作状态及误差情况, 可灵活地选取相应的控制律; ②适应性: 能根据专家知识和经验, 调整控制器的参数, 适应对象特性及环境的变化; ③鲁棒性: 通过利用专家规则, 系统可以在非线性、大偏差下可靠地工作。

(1) 专家 PID 控制原理。PID 专家控制的实质是, 基于受控对象和控制规律的各种知识, 无需知道被控对象的精确模型, 利用专家经验来设计 PID 参数。专家 PID 控制是一种直接型专家控制器。

典型的二阶系统单位阶跃响应误差曲线如图 2.6-26 所示。对于典型的二阶系统阶跃响应过程做如下分析:

令  $e(k)$  表示离散化的当前采样时刻的误差值,  $e(k-1)$  和  $e(k-2)$  分别表示前一个和前两个采样时刻的误差值, 则有  $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$ ,  $\Delta e(k-1) = e(k-1) - e(k-2)$ 。

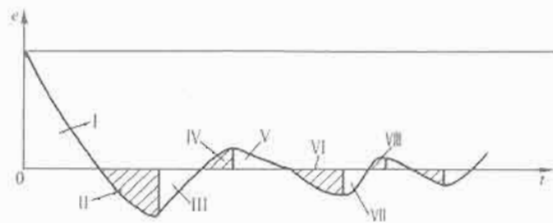


图 2.6-26 典型二阶系统单位阶跃响应误差曲线

根据误差及其变化, 可设计专家 PID 控制器。该控制器可分为以下 5 种情况进行设计:

1) 当  $|e(k)| > M_1$  时, 说明误差的绝对值已经很大。不论误差变化趋势如何, 都应考虑控制器的输出应按最大 (或最小) 输出, 以达到迅速调整误差, 使误差绝对值以最大幅度减小。此时, 它相当于实施开环控制。

2) 当  $e(k)\Delta e(k) > 0$  或  $\Delta e(k) = 0$  时, 说明误差在朝误差绝对值增大的方向变化, 或误差为某一常值, 未发生变化。

此时, 如果  $|e(k)| \geq M_2$ , 说明误差也较大, 可考虑由控制器实施较强的控制作用, 以达到扭转误差绝对值朝减小的方向变化, 并迅速减小的误差的绝对值, 控制器输出为

$$u(k) = u(k-1) + k_1 \{k_p [e(k) - e(k-1)] + k_i e(k) + k_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]\} \quad (2.6-107)$$

如果  $|e(k)| \leq M_2$ , 说明尽管误差朝绝对值增大方向变化, 但误差绝对值本身并不很大, 可考虑控制器实施一般的控制作用, 只要扭转误差的变化趋势, 使其朝误差绝对值减小的方向变化, 控制器输出为

$$u(k) = u(k-1) + k_p [e(k) - e(k-1)] + k_i e(k) + k_d [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (2.6-108)$$

3) 当  $e(k)\Delta e(k) < 0$  且  $\Delta e(k)\Delta e(k-1) > 0$  或者  $e(k) = 0$  时, 说明误差的绝对值朝减小的方向变化, 或者已经达到平衡状态。此时, 可考虑保持控制器输出不变。

4) 当  $e(k)\Delta e(k) < 0$  且  $\Delta e(k)\Delta e(k-1) < 0$  时, 说明误差处于极值状态。如果此时误差的绝对值较大, 即  $|e(k)| \geq M_2$ , 可考虑实施较强的控制作用

$$u(k) = u(k-1) + k_1 k_p e_m(k) \quad (2.6-109)$$

如果此时误差的绝对值较小, 即  $|e(k)| < M_2$ , 可考虑实施较弱的控制作用

$$u(k) = u(k-1) + k_2 k_p e_m(k) \quad (2.6-110)$$

5) 当  $|e(k)| \leq \epsilon$  时, 说明误差的绝对值很小, 此时加入积分, 减少稳态误差。

图 2.6-26 中, I、III、V、VII、... 区域, 误差朝绝对值减小的方向变化。此时, 可采取保持等待措施, 相当于实施开环控制。II、IV、VI、VIII、... 区域, 误差绝对值朝增大的方向变化。此时, 可根据误差的大小分别实施较强或一般的控制作用, 以抑制动态误差。

(2) 仿真实例。求三阶系统的闭环阶跃响应, 其中被控对象的动态特性为

$$G_p(s) = \frac{523.500}{s^3 + 87.35s^2 + 10470s} \quad (2.6-111)$$

对象采样时间为 1ms。

采用专家 PID 设计控制器。在仿真过程中,  $\epsilon$  取 0.001, 程序中的 5 条规则与控制算法的 5 种情况相对应。

仿真结果如图 2.6-27 所示。由图可得, 系统的闭环响

应取得了良好的效果。

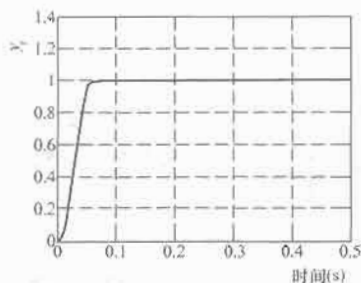


图 2.6-27 闭环系统阶跃响应

## 4.2 仿人智能控制的原理

仿人智能控制器的原型算法是在 1979 年由重庆大学周其鉴教授等人提出的，经过 20 多年来的努力，仿人智能控制已经形成了基本理论体系和较系统的设计方法，并在大量的实际应用中获得成功。

大量的控制实践证明，由于人脑的智能优势，在许多情况下，手动控制的效果目前是自动控制还达不到的。如空中格斗的飞机操纵，都市公路上的汽车驾驶，运用自如的杂技与体操表演，以及一些复杂的工业过程和大系统的控制。对于复杂而未知的被控对象，能熟练操作该对象专家的手动控制是一般控制机器所无法比拟的。仿人智能控制的主导思想是，在对人体控制结构宏观模拟的基础上，进一步研究人的“身体一动觉智能”，即人的控制行为功能，并加以模拟。

仿人智能控制研究的基本方法是：从分级递阶智能控制系统的最低层（运行控制级）着手，充分应用已有的控制理论成果和计算机仿真结果，直接对人的控制经验、技巧和各种直觉推理逻辑进行测辨、概括和总结，将其编制成各种简单实用、精度高、能实时运行的控制算法，并直接应用于实际控制系统，进而建立起系统的仿人智能控制理论体系，最后发展为智能控制理论。这种计算机控制算法，以人对控制对象的观察、记忆、决策等智能的模仿作为基础，根据被调量、偏差以及偏差的变化趋势来确定控制策略。仿人智能控制研究的主要目标不是被控对象，而是控制器本身如何对控制专家的结构和行为进行模拟。

仿人智能控制理论认为，智能控制为控制问题求解的二次映射的信息处理过程，即从“认知”到“判断”的定性推理过程和从“判断”到“操作”的定量控制过程。仿人智能控制不仅具有其他智能控制（模糊控制，专家控制等）方法那样的并行、逻辑控制和语言控制的特点，而且还具有以数学模型为基础的传统控制的解析定量控制的特点，总结人的控制经验，模仿人的控制行为，以产生式规则描述其在控制方面的启发与直觉推理行为。仿人智能控制在结构和功能上具有以下基本特征：分层递阶的信息处理和决策机构（高阶产生式系统结构），在线的特征辨识和特征记忆，开闭环控制结合和定性决策与定量控制结合的多模态控制，以及启发式和直觉推理逻辑的应用。

仿人智能控制在结构上具有分级递阶的控制结构，遵循“智能增加而相应精度降低”（IPDI）原则。不同于 Saridis 的分级递阶结构理论，仿人智能控制认为：其最低层（运行控制级）不仅仅由常规控制器构成，而应具有一定智能，以满足实时、高速、高精度的控制要求。

## 4.3 仿人比例控制算法

### 4.3.1 仿人比例控制原理

假定对象为线性定常系统，当控制器比例系数  $K$  值较

小时，采用简单比例反馈控制能保证系统的稳定性，但会有较大的静差，满足不了稳态精度的要求。若控制器可模仿人的操作，不断地调整给定值，使系统输出不断逼近期望值，从而可以提高系统稳态精度。这就是一种仿人比例控制的基本原理。

如图 2.6-28 所示，若系统进入稳态后，系统的稳态输出值为  $y_{s0}$ ， $e_{s0}$  为静差，再给一个为  $e_{s0}$  的阶跃输入，则此时的给定值变为  $1 + e_{s0}$ 。若系统第二级稳态输出为  $y_{s0} + y_{s1}$ ，静差减小为  $e_{s1}$ ，再给一个幅值为  $e_{s1}$  的阶跃输入，系统第三级稳态输出变为  $y_{s0} + y_{s1} + y_{s2}$ ，静差进一步减小为  $e_{s2}$ 。此时系统的给定值变为  $1 + e_{s0} + e_{s1}$ ，依次下去，系统的输出

$$y = \sum_{i=0}^n y_{si} \rightarrow R = 1 \quad n \rightarrow \infty \quad (2.6-112)$$

静差

$$e_{sn} \rightarrow 0 \quad n \rightarrow \infty \quad (2.6-113)$$

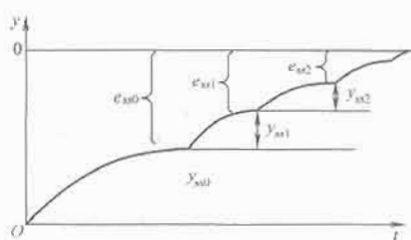


图 2.6-28 仿人比例控制阶跃响应

### 4.3.2 仿人比例控制算法

仿人比例控制实质上等价于比例控制加智能积分控制，当系统未满足条件时，仅有比例控制作用，满足稳态条件时，积分才起一次作用。这样可以避免由于引入积分器使相位裕量减小，也不必通过提高增益的值来改善稳态误差。

仿人比例控制系统原理如图 2.6-29 所示。图中的积分开关只有在满足稳态条件时才闭合一次，完成一次  $e_0^* = e_0^{n-1} + e$  之后又马上断开，此后  $e_0^*$  不变。因此稳态条件的判断相当重要。这里给出如下的充分条件：存在一个  $K_0$  值，使得当  $K_0 - N \leq K_0 \leq K_0 + N$  时， $|e(k) - e(k-1)| < \delta$  成立，其中  $\delta$  是一个大于零的常数， $N$  的取值与对象的时间常数最大值与采样间隔之比成正比，如果系统还有时延，也要加以考虑。

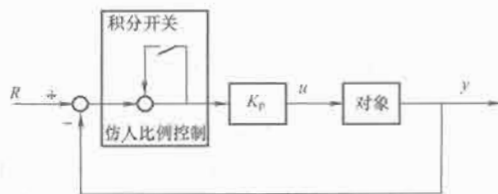


图 2.6-29 仿人比例控制原理图

### 4.3.3 仿真结果

设电加热炉温度控制系统以一阶惯性加滞后系统表示

$$G(s) = \frac{89.5e^{-0.30s}}{3520s + 1} \quad (2.6-114)$$

采用仿人智能控制，采样周期为 10s， $K_p = 0.022$ ， $\delta < 0.00005$ ， $N$  取 63，仿真结果如图 2.6-30 所示。

## 4.4 仿人智能积分控制算法

### 4.4.1 算法原理

在控制系统中引入积分控制作用是减小系统稳态偏差的



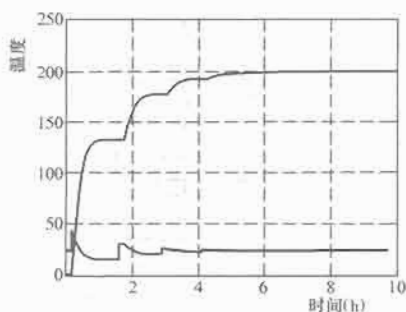


图 2.6-30 温度控制仿人控制仿真曲线图

重要途径。由于积分控制作用的针对性不强,容易造成“积分饱和”,选用不当可能造成系统振荡,这是因为一般的积分作用没有很好地体现出有经验的操作人员的控制思想。仿人智能积分则较好地模拟了人的记忆特性以及仿人智能控制的策略,它有选择地记住有用的信息而略去无用的信息,具有仿人积分的非线性作用。

仿人积分的判断条件为:当  $e\Delta e > 0$  时,对偏差进行积分;当  $e\Delta e < 0$  时,则不对偏差进行积分。这是引入智能积分控制的粗略条件,再考虑到偏差和偏差变化的极值点的情况,将引入和不引入智能积分的条件修改为:

当  $e\Delta e > 0$  或者  $\Delta e = 0$  且  $e \neq 0$  时,对偏差进行积分;

当  $e\Delta e < 0$  或者  $e = 0$  时,不对偏差进行积分。

在对系统进行仿人智能积分控制时还可以做一定的修改。良好的控制应该预先补充较多的能量尽快地使系统回复,然后在系统回复的过程中逐步退回一些原来补充太多的能量,最后使系统在达到新的平衡时保持应有的能量。因此在误差增大时,应施加较强的积分作用,而在误差减小时则应该施以适当的反向积分使多余的积分退出。其算法可以表示为

当  $e\Delta e > 0$  或者  $\Delta e = 0$  且  $e \neq 0$  时,有

$$U = K_p e + K_i^{(+)} \int e dt + K_D \dot{e} \quad (2.6-115)$$

当  $e\Delta e < 0$  或者  $e = 0$  时,有

$$U = K_p e + K_i^{(-)} \int e dt + K_D \dot{e} \quad (2.6-116)$$

式中:  $K_i^{(+)}$  为仿人智能控制的正向积分增益;  $K_i^{(-)}$  为其反向积分增益。

#### 4.4.2 仿人 PID 控制算法

仿人控制策略以人对控制对象的观察、记忆、决策等智能行为为基础,根据预测变化趋势来决定特征模式,由特征辨识获得的特征状态选择控制模式。

仿人 PID 控制中的比例类似于人脑的想象功能,具有非线性和时变性,可根据状态灵活地实施放大和减小作用;而仿人积分从某种意义上说是人脑记忆能力的模拟,它对于偏差信号的记忆是有选择的,除表示记忆和不记忆的行为外,还表示遗忘的行为;仿人微分作用类似于人的预见性,体现了某种信号的变化趋势。在 PID 控制器的设计中,比例、微分、积分三者权重具体怎样需要根据系统动态特征模式进行选择,而特征模式是由系统的输出偏差  $e$  和偏差变化  $c$  决定的。如果采用增量式计算控制器的输出量,其推理规则为

$$\text{if } e \in (e_{i-1}, e_i) \text{ and } c \in (c_{j-1}, c_j) \text{ then } \Delta u = k_1 e + k_2 c + k_3 f \quad (2.6-117)$$

式中:  $e$  为当前采样周期的输出误差,  $e = e(n)$ ;  $c$  为误差变化,  $c = e(n) - e(n-1)$ ;  $f$  为误差变化的变化,  $f = e(n) - 2e(n-1) +$

$e(n-2)$ 。

通过对典型阶跃响应曲线图(见图 2.6-31)的研究确定系统动态特征模式,进而确定控制规则。

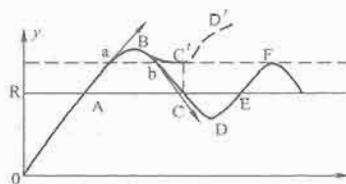


图 2.6-31 典型阶跃响应曲线

OA 段 ( $e > 0, c < 0$ ):  $u$  的初值为 1; 在  $e > 0.3$  时, 将  $u$  保持, 当  $e < 0.3$  后, 因对象惯性大, 为防止过大的超调, 就要开始适当减小  $u$ , 即减小  $k_1$  (减弱比例作用), 增大  $k_2$  (增强积分作用)。

AB 段 ( $e < 0, c < 0$ ): 偏差的绝对值逐渐增大, 所以要继续增强积分作用, 使  $u$  迅速降为 0。

BC 段 ( $e < 0, c > 0$ ): 在未过 b 点前,  $u = 0$ ; 过 b 点后, 又需要增大  $u$ , 适当加热以保持温度, 这也是通过积分作用来调节的。

CD 段的情况与 AB 段类似, DE 段的情况与 OA 段类似。

#### 4.4.3 仿人 PID 智能控制

被控对象为式 (2.6-113), 采用 PID 控制。将 Chien-Hrones-Reswick (CHR) 法整定出来的参数作为 PID 控制器的初值 ( $K_p = 0.0375$ ,  $K_i = 0.00011$ ,  $K_d = 1.18$ ), 采用仿人智能 PID 控制得到仿真曲线如图 2.6-32 所示。

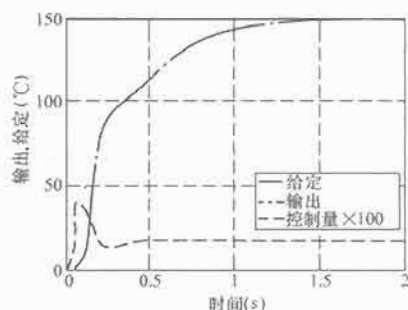


图 2.6-32 温度控制仿人 PID 控制仿真曲线图

仿人比例控制的原理简单明了。调整  $K_p$  的值, 整个控制过程会发生较大的变化,  $K_p$  取得较小, 过渡时间就明显加长; 而  $K_p$  取得较大时动态过程加快; 如果取得过大则会出现超调的情况。总体来说仿人智能比例控制有个最大的缺点就是过渡时间较长, 因此决定了对于快速性要求高的过程仿人智能比例控制不太适用。仿人 PID 智能控制和专家 PID 控制可充分利用人的经验、取得较好的控制效果。

## 5 遗传算法

### 5.1 遗传算法的基本原理

遗传算法 (Genetic Algorithm, GA) 是一种基于自然选择和基因遗传学原理的优化搜索方法, 1962 年由美国 Michigan 大学的 Holland 教授提出。GA 是一种模拟自然界遗传机制和生物进化论的并行随机搜索最优化方法。遗传算法的创立有两个研究目的: 一是抽象和严谨地解释自然界的适应过程; 二是为了将自然生物系统的重要机理运用到工程



系统、计算机系统和商业系统等人工系统的设计中。遗传算法在计算机上模拟生物的进化过程和基因的操作,并不需要对对象的特定知识,也不需要对象的搜索空间是连续可微的,它具有全局寻优的能力。

遗传算法是以达尔文的自然选择学说为基础发展起来的。自然选择学说包括以下三个方面。

(1) 遗传:这是生物的普遍特征,父代把生物信息交给子代,子代总是和父代具有相同或相似的性状。生物有了这个特征,物种才能稳定存在。

(2) 变异:父代和子代之间以及子代的不同个体之间的差异,称为变异。变异是随机发生的,变异的选择和积累是生命多样性的根源。

(3) 生存斗争和适者生存:具有适应性变异的个体被保留下来,不具有适应性变异的个体被淘汰,通过一代代的生存环境的选择作用,性状逐渐与祖先有所不同,演变为新的物种。

遗传算法将“优胜劣汰,适者生存”的生物进化原理引入优化参数形成的编码串群体中,按所选择的适应度函数并通过遗传中的复制、交叉及变异对个体进行筛选,使适应度高的个体被保留下来,组成新的群体,新的群体既继承了上一代的信息,又优于上一代。这样周而复始,群体中个体适应度不断提高,直到满足一定的条件。遗传算法的算法简单,可并行处理,并能到全局最优解。

遗传算法的基本操作为:

(1) 复制 (Reproduction Operator)。复制是从一个旧种群中选择生命力强的个体位串产生新种群的过程。具有高适应度的位串更有可能在下一代中产生一个或多个子孙。

(2) 交叉 (Crossover Operator)。复制操作能从旧种群中选择出优秀者,但不能创造新的染色体。而交叉模拟了生物进化过程中的繁殖现象,通过两个染色体的交换组合,来产生新的优良品种。

交叉的过程为:在匹配池中任选两个染色体,随机选择一点或多点交换点位置;交换双亲染色体交换点右边的部分,即可得到两个新的染色体数字串。

交叉体现了自然界中信息交换的思想。交叉有一点交叉、多点交叉,还有一致交叉、顺序交叉和周期交叉。一点交叉是最基本的方法,应用较广,它是指染色体切断点只有一处。

(3) 变异 (Mutation Operator)。变异运算用来模拟生物在自然的遗传环境中由于各种偶然因素引起的基因突变,它以很小的概率随机地改变遗传基因(表示染色体的符号串的某一位)的值。在染色体以二进制编码的系统中,它随机地将染色体的某一个基因由1变为0,或由0变为1。

遗传算法的一般流程如下,其流程图如图2.6-33所示。

(1) 随机产生初始种群,个体数目一定,每个个体表示为染色体的基因编码。

(2) 计算个体的适应度,并判断是否符合优化准则,若符合,输出最佳个体及其代表的最优解,并结束计算,否则转第(3)步。

(3) 依据适应度选择再生个体,适应度高的个体被选中的概率高,适应度低的个体可能被淘汰。

(4) 按照一定的交叉概率和交叉方法,生成新的个体。

(5) 按照一定的变异概率和变异方法,生成新的个体。

(6) 由交叉和变异产生新一代的种群,返回第(2)步。

## 5.2 遗传算法的特点

同常规算法相比,遗传算法计算简单,功能强,具有以

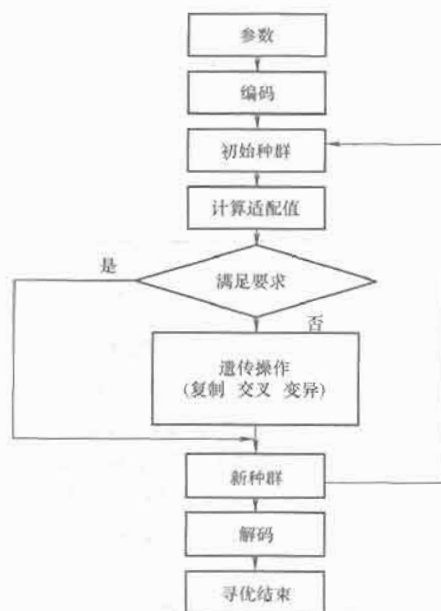


图 2.6-33 遗传算法流程图

下特点:

(1) 遗传算法是对参数的编码进行操作,而非对参数本身,这样提供的参数信息量大,优化效果好。

(2) 遗传算法是从许多点开始并行操作,因而可以有效地防止搜索过程收敛于局部最优解。

(3) 遗传算法通过目标函数来计算适应度,而不需要其他推导和附加信息,从而对问题的依赖性小。

(4) 遗传算法的寻优规则是由概率决定的,如选择、交叉、变异等运算都是以一种概率的方式来进行的,而非确定性的。

(5) 遗传算法在解空间进行高效启发式搜索,而非盲目地穷举或完全随机搜索。

(6) 遗传算法对于待寻优的函数基本无限制,既不要求函数连续,也不要求函数可微,因而应用范围较广。

(7) 遗传算法具有并行计算的特点,因而可通过大规模并行计算来提高计算速度,更适合大规模复杂问题的优化。

## 5.3 遗传算法的构成要素

(1) 染色体编码方法:基本遗传算法的编码有二进制和实数编码等方式。二进制编码时使用固定长度的二进制符号串表示群体中的个体,实数编码则其个体由实数表示。

(2) 个体适应度评价:用基本遗传算法与个体适应度成正比的概率来决定当前群体中每个个体遗传到下一代群体中的概率多少。为正确计算这个概率,要求所有个体的适应度必须为正数或零。因此,必须先确定由目标函数值  $J$  到个体适应度  $f$  之间的转换规则。

(3) 遗传算子:基本遗传算法使用下述三种遗传算子:

1) 选择运算:比例选择、期待值法、竞争法、保留最优个体法等;

2) 交叉运算:单点交叉、多点交叉、均匀交叉。

在二进制编码时,交叉运算意味着交换两个染色体交换点右边的部分,即可得到两个新的染色体数字串。例如,两个染色体分别为  $s_2 = \langle 000000111000000010000 \rangle$ ,  $s_3 = \langle 111000000111111000101 \rangle$ , 选择第5位交叉点,则交叉后有,  $s_2' = \langle 0000000000111111000101 \rangle$ ,  $s_3' = \langle 111000111000000010000 \rangle$ 。

在实数编码方式时,设第  $r$  代时有  $H_r$ ,  $H_r'$  两个染色

体,则交叉后的第  $r+1$  代有

$$H_r^{t+1} = \lambda H_r^t + (1-\lambda)H_s^t \quad (2.6-118)$$

$$H_s^{t+1} = \lambda H_s^t + (1-\lambda)H_r^t \quad (2.6-119)$$

式中:  $\lambda$  为随机产生的加权因子,  $0 < \lambda < 1$ 。

3) 变异运算: 使用基本位变异算子或均匀变异算子。

在染色体以二进制编码的系统中,它随机地将染色体的某一个基因由 1 变为 0,或由 0 变为 1。如  $s_3 = (1110100000111111000101)$  第 5 位变异后为  $s'_3 = (1110000000111111000101)$ 。

在实数编码系统中,常采用以下方式进行变异

$$H_r = M + \lambda D \quad (2.6-120)$$

式中:  $M$  为种群的均值;  $D$  为种群的差值  $D_{\max} - D_{\min}$ ;  $\lambda$  为随机产生的加权因子,  $-1 < \lambda < 1$ 。

4) 基本遗传算法的运行参数。

有下述 4 个运行参数需要提前设定: 群体大小  $M$ , 即群体中所含个体的数量,一般取为 20~100; 遗传算法的终止进化代数  $G$ ,一般取为 100~500;  $P_c$ : 交叉概率,一般取为 0.4~0.99;  $P_m$ : 变异概率,一般取为 0.000 1~0.1。

#### 5.4 遗传算法在控制器参数整定中的应用

目前在工业生产过程中, PID 控制器大量成功使用。但是, PID 控制效果的好坏在很大程度上取决于控制参数的整定,即控制器参数的选择。经验法、试凑法等人工整定方法,一般要求设计者有丰富的工程经验,而且这种方法费时费力,也不一定能得到全局最优解。Ziegler-Nichols 法、临界比例度法等 PID 参数整定方法,对被控对象的特性有一定的要求。

遗传算法 GA 具有以上介绍的许多优点,与传统的优化算法相比,它具有适应性广、抗干扰性强、全局收敛等优点,非常适合解决复杂系统的 PID 控制参数的优化整定问题。

将遗传算法用于整定 PID 参数包括:

(1) 参数的确定及表示。首先确定参数范围,该范围一般是由用户给定,然后由精度的要求,对其进行编码。选取二进制字符串来表示每一个参数,并建立与参数间的关系,再把二进制字符串连接起来就组成一个长的二进制字符串。该字符串为遗传算法可以操作的对象。

(2) 选取初始种群。因为需要编程来实现各过程,所以采用计算机随机产生初始种群。针对二进制编码而言,先产生 0~1 之间均分布的随机数,然后规定产生的随机数 0~0.5 之间代表 0, 0.5~1 之间代表 1。此外,考虑到计算的复杂程度来规定种群的大小。

(3) 适配函数的确定。一般的寻优方法在约束条件下可以求得满足条件的一组参数,在设计中是从该组参数中寻找一个最好的。衡量一个控制系统的指标有三个,即稳定性、准确性和快速性。而上升时间反映了系统的快速性,上升时间越短,控制进行的就越快,系统品质也就越好。

如果单纯追求系统的动态特性,得到的参数很可能使控制信号过大,在实际应用中会因系统中固有的饱和特性而导致系统不稳定,为了防止控制能量过大,在目标函数中加入控制量。因此为了使控制效果更好,我们给出了控制量、误差和上升时间作为约束条件。因为适配函数同目标函数相关,所以目标函数确定后,直接将其作为适配函数进行寻优。最优的控制参数也就是在满足约束条件下使  $f(x)$  最大时,  $x$  所对应的控制器参数。

(4) 遗传算法的操作。首先利用适应度比例法进行复

制,即通过适配函数求得适配值,进而求每个字符串对应的复制概率。复制概率与每代字符串的个数的乘积为该字符串在下一代中应复制的个数。复制概率大的在下一代中将有较多的子孙,相反则会被淘汰。

其次进行单点交叉,交叉概率为  $P_c$ 。从复制后的成员里以  $P_c$  的概率选取字符串组成匹配池,而后对匹配池的成员随机匹配,交叉的位置也是随机确定的。

最后以概率  $P_m$  进行变异。假如每代有 15 个字符串,每个字符串 12 位,则又有  $15 \times 12 = 180$  个串位,期望的变异串位数为  $180 \times 0.01 = 2$  (位),即每代中有两个串位要由 1 变为 0 或由 0 变为 1。

初始种群通过复制、交叉及变异得到新一代种群,该代种群经解码后代入适配函数,观察是否满足结束条件,若不满足,则重复以上操作直到满足为止。

结束条件由具体问题所定,只要各目标参数在规定范围内,则终止计算。

遗传算法优化  $K_p$ 、 $K_i$ 、 $K_d$  的具体步骤如下:

(1) 确定每个参数的大致范围和编码长度,进行编码。

(2) 随机产生  $n$  个个体构成初始种群  $P(0)$ 。

(3) 将种群中各个体解码成对应的参数值,用此参数求代价函数值  $J$  及适应函数值  $f$ ,取  $f = 1/J$ 。

(4) 应用复制、交叉和变异算子对种群  $P(m)$  进行操作,产生下一代种群  $P(m+1)$ 。

(5) 重复步骤(3)和(4),直至参数收敛或达到预定的指标。

#### 5.5 应用示例

水轮机调速系统 PID 参数寻优应用实例。

(1) 水轮机模型。水轮机调速系统是一个非线性时变系统,但在小波动时,可近似为线性系统。对混流式机组,其转速  $Y(s)$  对输入  $u(s)$  的传递函数为

$$G_0(s) = \frac{e_y(1 - T_1 s)}{(1 + T_y s)(1 + e_{ch} T_w s)(e_n + T_a s)} \quad (2.6-121)$$

式中:  $T_1 = (e_{qh} e_h / e_y - e_{qh}) T_w$ ;  $e_n = e_g - e_x$ ;  $e_y, e_h, e_{qh}, e_{gh}$  为水轮机组特性系数;  $e_n$  为发电机处调节系数;  $T_a, T_w, T_y$  分别为机组、引水道和接力器的惯性时间常数。在快速随动系统中,为简化起见,可忽略  $1/(1 + T_y s)$ 。寻优时考虑的系统参数选择为:  $T_w = 0.85$ ,  $T_a = 4.8$ ,  $e_x = 0.2$ ,  $e_y = 1.0$ ,  $e_h = 1.5$ ,  $e_{qh} = 1$ ,  $e_{gh} = 0.5$ ,  $T_1 = 0.25$ ,  $e_n = 0.2$ 。

(2) 编码以及适应度函数的选取。算法采用实数编码,编码本身即 PID 参数,在搜索进化过程中仅用适应度函数的值来评价个体或解的优劣。对于水轮机调节系统而言,选取的 PID 控制参数应该满足调节系统的动态特性要求。考虑到水轮机调节系统动态特性的优劣一般用调节系统的稳定性和速动性来衡量,适应度函数中应该加入系统的给定值与输出的误差;考虑到上升时间反映系统的快速性(上升时间越短,控制进行得就越快,系统品质也就越好),适应度函数又应该加入上升时间;考虑到如果单纯追求系统的动态特性,得到的参数很可能使控制信号过大,在实际应用中会因系统中固有的饱和特性而导致系统不稳定,为了防止控制能量过大,还应该在适应度函数中加入控制量。因此,为了使控制效果更好,我们给出了控制量、误差和上升时间作为约束条件,进一步,为了抑制超调和限制反调,加入对超调和反调的惩罚,即得参数选取的最优指标为

$$J = \int_0^{t_2} [w_1 |e(t)| + w_2 u^2(t) + w_3 |y'(t)|] dt + w_4 t_p \quad (2.6-122)$$

式中:  $e(t)$  为系统误差;  $u(t)$  为控制器输出;  $y'(t)$  在没有超调和反调时为 0, 否则具有非 0 值, 其值等于  $y(t)$ ,  $t_p$  为上升时间;  $w_1, w_2, w_3, w_4$  为权值, 本例取  $w_1 = 0.999$ ,  $w_2 = 0.001$ ,  $w_3 = 100.0$ ,  $w_4 = 2.0$ 。

在进化的初期使交叉概率较大, 变异概率较小, 这样可以防止群体的早熟; 在进化后期, 使交叉概率较小, 变异概率较大, 则有利于保存较好的模式, 加快寻优过程。由于采用保存最优的策略, 因此可以保证在进化代数足够时一定能够寻到最优解, 可以防止早熟。交叉概率和变异概率分别按以下公式变化

$$\begin{cases} P_c(t+1) = P_c(t)/1.1 \\ P_m(t+1) = 1.1P_m(t) \end{cases} \quad t = 1, 2, 3, \dots \quad (2.6-123)$$

式中:  $t$  为  $P_c$ ;  $P_m$  为调整的次数, 也就是进化的代数。

在每一代的变异操作中, 对适应度不同的个体采用不同的变异概率。这样可以保证优良的个体能够复制到下一代种群中。具体做法是算出种群中个体的适应度函数值  $J$ , 然后按照适应度函数值  $J$  的大小由小到大进行排序。再按照下式进行计算:

$$P_m = P_m(t) - [1 : 1 : \text{Size}] \times 0.01 / \text{Size} \quad (2.6-124)$$

式中:  $P_m$  为一个  $1 \times \text{Size}$  的矩阵, 对应适应度函数值  $J$  由小到大排列个体的变异概率;  $P_m(t)$  为第  $t$  代种群对应的初始变异概率;  $\text{Size}$  为种群的大小。

(3) 仿真结果。表 2.6-5 给出了由组合算法与由斯坦因(Stein)经验公式所得参数构成的闭环系统性能参数比较。表中,  $T_p$  和  $T_s$  分别为系统的上升时间和调整时间。图 2.6-34(a) 和图 2.6-34(b) 为相应的阶跃响应曲线及其局部放大图。

表 2.6-5 两种整定方法比较

参数	$K_p$	$K_i$	$K_d$	超调(%)	$T_p$ (s)	振荡次数	$T_s$ (s)
Stein	15.6	0.064 7	4.7	2.18	5.95	2.0	6.45
GA	9.690 4	0.060 243	3.543	0	6.05	0	6.05

图 2.6-35 给出了 100 次迭代内的最佳性能指标 (Best  $J$ ) 的收敛曲线。图中结果为各进行寻优计算 10 次的平均结果。但从寻优迭代过程的结果来看, 每次结果差别不大。

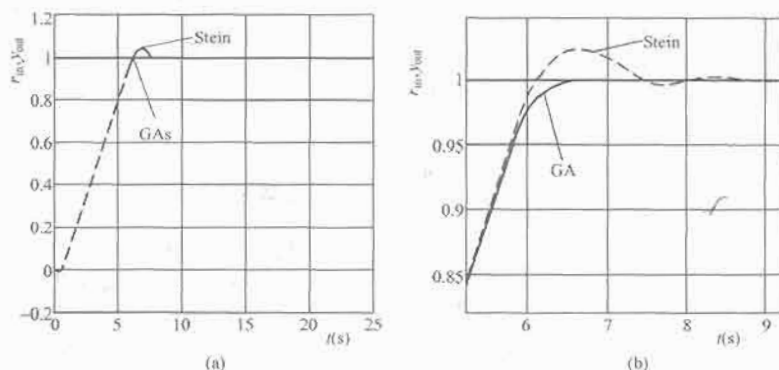


图 2.6-34 动态响应图

(a) 动态响应曲线; (b) 动态响应局部放大图

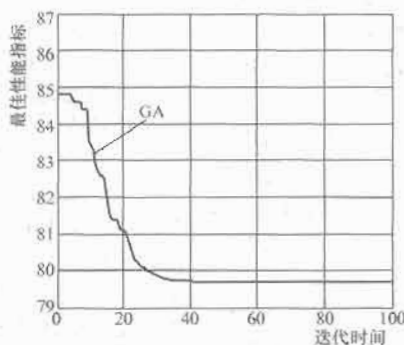


图 2.6-35 迭代过程响应曲线

## 第7章 非线性系统控制与先进控制技术

非线性控制系统是自动控制研究的难点,近年来出现了许多研究成果。本章介绍了非线性系统的经典研究方法,描述函数方法和相平面方法;此外,还介绍了反馈线性化控制、预测控制、变结构控制和鲁棒控制的最新研究成果。

### 1 导论

#### 1.1 非线性系统的复杂性及特征

线性系统理论自20世纪50年代以来不仅已在理论上初步完善,也成功地应用于各种国防和工业控制问题。随着现代工业对控制系统性能要求的不断提高,传统的线性反馈控制已难以满足各种实际需要。这是因为大多数实际控制系统都具有非线性特性。如随动系统的齿轮传动具有齿隙和干摩擦等,许多执行机构都不可能无限地增加其输出功率,因此存在非线性饱和。这类非线性是由系统的不完善产生的,这种不完善实际上是不可以避免的。有些非线性是系统动态特征本身所固有的。如高速运动的机械手各关节之间有哥氏力的耦合,这种耦合是非线性的,要研究机械手高速运动的控制就必须考虑非线性耦合。还有一类对象本身是线性的,但为了对其进行高质量的控制,常常在控制系统中有意识地引入非线性的控制规律,如时间最短控制就采用 bang-bang 控制,它是非线性的。

严格来说,非线性是普遍存在的,非线性系统才是最一般的系统,线性系统只是其中的特殊例子。非线性特性千差万别,不可能有统一的普遍实用的处理方法。线性系统通常可用线性常微分方程来描述,求解线性常微分方程已有成熟的方法。而对应的非线性微分方程只有在个别情况下才有解析解,这给非线性控制系统的研究带来了极大的困难。

与线性系统相比,非线性系统的分析要困难和复杂得多,主要表现在:

(1) 叠加原理可以用于线性系统,但不能用于非线性系统。对于叠加定理可用的线性系统,小信号和大信号作用的结果是一致的,因此分析一般较为简单。对于叠加定理不能应用的系统,小信号和大信号作用的结果可能大不相同,因而分析更加复杂。对于线性系统,通常根据其解的表达式可以得到一系列定量和定性结果。

(2) 一般来说,对于非线性系统的分析难以求得完整的解,且往往涉及一些比较抽象和繁琐的现代数学工具。即便如此,一般只能对非线性系统的运动情况做一些估计,如对系统的稳定性、动态品质等。

(3) 非线性系统的许多现象无法用线性系统理论来刻画,如多个平衡点或多个操作点、状态变量或极限环的周期变化、分叉及混沌等。

通常,人们用微分方程或非线性算子来描述非线性系统,本章采用微分方程描述非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, u, t) \\ x(0) = x_0 \end{cases} \quad (2.7-1)$$

式中:  $x \in R^n$  为状态变量;  $x_0$  为零时刻初始状态;  $u \in R^m$  为控制向量。

对于一般非线性系统而言,会出现各种复杂的现象,如系统的解不存在、系统的解不唯一或者解不能延拓到适当大的时间范围等。

如果系统式(2.7-1)中  $f$  函数与  $t$  无关,则称此系统为自治的,否则称为非自治的;与之对应的系统通常称之为自治系统与非自治系统。

如果系统式(2.7-1)中  $u(t) = 0$ , 此时系统的运动通常称为自由运动。

如果对任意  $t$ , 系统式(2.7-1)关于  $x$  和  $u$  是线性的,即

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (2.7-2)$$

此时系统通常称为仿射系统,它代表相当广泛的一类非线性系统。

#### 1.2 非线性系统控制的经典方法及局限性

非线性系统控制的研究几乎是与线性系统平行的,并已经提出了许多具体方法。但总的来说,由于非线性系统控制本身所包含的现象十分复杂,这些方法都有其局限性。非线性系统控制早期的研究都是针对一些特殊的、基本的系统(如继电、饱和、死区等)而言的,其代表性的理论有以下几种:

(1) 相平面法。相平面法是由 Poincare 于 1885 年提出的一种求解常微分方程的图解方法。这种方法的实质是将系统的动态过程在相平面内用运动轨迹的形式描绘成相平面图,然后根据相平面图全局的几何特征来判断系统所固有的静态、动态特征。

该方法主要用于奇点、极限环等概念描述相平面的几何特征,并将奇点、极限环分成几种类型,从而总结出系统的特征。但该方法仅适合于二阶系统与简单的三阶系统。

现代控制理论中的状态空间分析法可以看成是相平面法的推广。现代控制理论中的滑模变结构控制理论其基本思想也来源于相平面法。

(2) 描述函数法。描述函数法是由英国 P. J. Daniel 教授于 1940 年首次提出的。这种方法的实质是采用谐波分析的方法,忽略由于对象非线性因素所造成的高次谐波成分,而仅使用一次谐波(基波)分量来近似描述其非线性特性,因此又称谐波线性化法。当系统中的非线性元件用线性化的描述函数替代后,非线性系统就等效成一个线性系统,然后借用线性系统理论中的频域响应法来分析系统的频域特性。

该方法的研究对象可以是任何阶次的系统,可用近似分析研究非线性系统的稳定性和自振荡问题,同时还可以用于非线性系统控制的简单综合。

(3) 绝对稳定性理论。绝对稳定性的概念是由俄罗斯学者鲁里叶与波斯特尼考夫提出的,所研究的对象是由一个线性环节和一个非线性环节组成的闭环控制系统,并且非线性部分满足扇形条件。通过采用二次型加非线性项积分的李亚普诺夫函数(Lyapunov),得到了判定非线性系统控制绝对稳定性的充分条件。

在此基础上,许多学者进一步提出了不少绝对稳定性条件,其中最有影响的是波波夫判据和圆判据。其基本思想是



利用频率特性曲线与某直线或圆的关系来判定非线性系统的稳定性。但这种方法难以推广到多变量系统。

(4) 李亚普诺夫(Lyapunov)稳定性理论。Lyapunov 稳定性理论是分析和研究非线性控制系统稳定性的经典理论,目前仍被广泛采用。其核心是构造合适的 Lyapunov 函数。

许多学者都提出了一些构造非线性系统 Lyapunov 函数的方法,如克拉索夫斯基法、变量梯度法等,但每一种方法都只有一定的针对性,还没有一个能适合各种情况的统一构造方法。Lyapunov 方法还可以用于综合渐近稳定系统。

(5) 输入/输出稳定性理论。输入/输出稳定性理论是由 I. W. Sanberg 和 G. Zames 提出的一种判定系统稳定性的方法。其基本思想是将泛函分析的方法应用于一般动态系统的分析,采用反映系统输入函数空间与输出函数空间的非线性算子来判定系统输入/输出稳定性。通常输入/输出函数空间均选定为  $L_p$  空间, G. Zames 提出了输入/输出稳定性的定义,包括开环系统  $L_p$  稳定性与闭环系统  $L_p$  稳定性定义,并以范数的形式给出了系统增益的定义,提出了闭环系统稳定性的小增益定理。

输入/输出稳定性理论可以用于各类控制系统,包括线性系统、非线性系统、集中参数系统和分布参数系统;但得到的结论一般是比较笼统的,即只能判断系统是全局稳定的或是全局不稳定的。至于小范围稳定性与稳定性范围的概念,在输入/输出稳定性理论中尚未出现。

### 1.3 非线性系统控制技术的新发展及存在的问题

自 20 世纪 80 年代以来,非线性科学越来越受到人们的重视,数学中的非线性分析与非线性泛函、物理学中的非线性动力学、认知科学中的人工智能学发展迅速。同时,非线性系统理论也得到了蓬勃发展,越来越多的控制理论专家致力于非线性控制系统的研究,更多的工程师力图采用非线性系统理论构造控制器,并取得了一定的成就,主要表现在以下几个方面。

(1) 微分几何方法。用微分几何方法研究非线性系统是现代数学发展的结果,它从几何的角度深入地分析非线性系统的一些基本特征,并在近 20 年的非线性系统研究中成为主流。它包括基本理论和反馈设计两部分。

基本理论部分包括微分几何的基本理论,非线性系统的状态空间描述与非线性系统其他描述方式之间的关系,非线性系统的能控性、能观性等基本特征,非线性控制系统的局部性质。这些研究有利于揭开非线性系统的本质特征,但像线性系统能控性与能观性那样易于接受的条件还未找到。

非线性系统的反馈设计问题在微分几何控制理论中取得了较好的成果,在一些实际控制问题中得到了应用。其基本内容包括精确反馈线性化方法、局部受控不变分布与能控性分布概念、局部坐标变换与局部标准分解形式、非线性解耦控制与无交叉作用控制问题的可解条件等。

(2) 微分代数方法。1986 年 Isidori 发现了微分几何控制理论中的一些病态问题,提出了微分代数控制理论。代数控制理论从微分代数角度研究了非线性系统可逆性和动态反馈设计问题,运用非线性系统的秩  $p$  的概念,得到了秩与非线性可逆的关系;将动态扩展算法推广到非线性情形,解决了仿射非线性系统的动态反馈解耦问题、此外,动态输入/输出线性化算法、动态完全线性化算法、非线性系统的无穷(有穷)零结构与动态模型匹配等问题也取得了一些有意义的成果。

微分代数方法与微分几何方法存在同样的缺点,它们使

用的数学工具较抽象,控制工程师难以接受;同时,这两种方法也显示出了一些理论上的局限性。首先,从线性理论中推广出来的结论在计算中遇到了困难;其次,理论研究表明,能够这样做的非线性系统也只是特定的一类系统。

(3) 预测控制理论。20 世纪 60 年代,化学生产工程控制促使了预测控制理论的产生。预测控制是一种对模型要求低、在线计算简单的计算机控制算法,其基本思想是在输出预测的基础上寻求各种不同的最优预测控制率,一般包括模型预测、滚动优化和反馈校正三部分。

经典的预测控制方法有模型算法控制(MAC)、动态矩阵控制(DMC)、广义预测控制(GPC)、广义预测极点配置控制(GPP)、内模控制(IMC)与推理控制(IC)等几十种控制形式和算法。但以上预测控制算法大部分研究尚局限于线性系统和一些特殊的弱非线性系统。对一般非线性系统,模型预测控制方法普遍存在着模型预测精度不高、滚动优化策略少、反馈校正方法单调等问题。近年来,有些学者融入其他先进控制技术与人工智能等技术,形成了模糊预测控制、神经网络预测控制、鲁棒预测控制、基于遗传算法的预测控制、自适应预测控制、多模型切换预测控制、自学习预测控制等方法,从而可以建立更精确的预测模型,寻求更有效的滚动优化策略和反馈校正方法,已取得了很多理论研究成果及实践应用经验。

(4) 滑模变结构控制理论。变结构控制是一个很广泛的概念,通常说的变结构控制理论严格地应称为具有滑动模态的变结构控制理论,即滑模变结构控制理论。它由俄罗斯学者 Emelyanov 与 Utkin 等人提出。其基本思想是利用控制作用的不连续特性,使系统在两个控制之间切换,从而产生一种与原系统无直接关系的新运动——滑动模态。当系统处在滑动模态时,系统对满足匹配条件的参数变化与外部扰动具有理想鲁棒性。该方法是目前非线性控制系统较普遍、较系统的一种综合方法。

构造滑模变结构控制器的核心是滑动模态的设计,即滑模函数的选择算法。对于线性控制对象而言,滑动模态的设计已经有了较完善的理论,对于某些非线性对象也提出了一些设计方法。滑模变结构控制器设计简单,对内部参数扰动与外部扰动具有较好鲁棒性。但实际控制系统中,由于切换装置不可避免地存在惯性与滞后,导致实际滑动模态运动不能准确地发生在理想的滑模面上,而只能沿着理想滑模面做抖动运动,这种现象称之为“抖振”。这种“抖振”是滑模控制系统自身固有的,已成为滑模变结构控制理论在实际应用中的一大障碍,尽管提出了一些消除和削弱“抖振”的方法,但并未完全解决。

(5) 逆系统方法。逆系统方法是近几年发展起来的一种反馈线性化方法。其基本思想是:对于给定系统,首先用对象的模型生成一种可用反馈方法实现的原系统的“ $\alpha$  阶积分逆系统”,将原对象补偿为具有线性传递关系的并且已解耦的一种规范化系统(又称为伪线性系统);再用线性系统的理论来完成伪线性系统的综合。

逆系统方法不局限于一般仿射非线性系统,是研究非线性系统控制综合的一种一般方法。该方法理论形式统一,物理概念明确,使用简单。近年来,基于逆系统方法基础上的一般非线性系统反馈控制取得了一系列成果,如一般非线性系统的左右可逆理论、解耦理论、系统镇定、线性化综合和状态观测等;在应用上,已成功使用在机械手控制、卫星姿态控制、发电机组控制等领域。

(6) 非线性频域控制理论。频域法物理意义明确,计算



简单,且控制器设计具有鲁棒性,因此在实际控制系统中得到了广泛应用。线性控制系统最初的研究是在时域内进行的,但由于当时求解高阶微分方程相当困难,人们才采用拉普拉斯变换与傅里叶变换,将高阶微分方程变换成代数方程,然后在频域内进行控制系统的分析与设计。

多年来,众多学者一直致力于探求如何用频域法来解决非线性系统的分析与设计问题。描述函数法是频域法解决非线性系统控制分析最早的成果,但这种方法忽略了高次谐波成分,实质上是线性化近似方法,当系统中非线性因素较强时,利用这种方法得到的结果的误差较大。波波夫判据和圆判据是频域稳定性判据方法,但这两种判据仅适用于绝对稳定性问题。Brockett 和 Sanberg 开创性地把 Volterra 级数应用到控制系统的分析中,形成了频域核理论(广义频率响应函数),简称 GFRF。它是线性系统频率响应函数在非线性系统中的推广,GFRF 能够直观地表示出非线性系统的许多频域特性,而且还便于实验。但与线性系统的频域响应函数相比,GFRF 是一种高维频率响应函数,其物理意义的解释和计算要复杂得多,特别是随着问题复杂性的增加,计算量达到了难以承受的程度,以至于人们对非线性系统频域分析法的发展前景产生了怀疑。

进入 20 世纪 80 年代后,英国 Billings 研究小组提出了非线性系统频率响应分析的一般理论,导出了基本计算公式,发展了非线性系统高阶频率响应函数的计算方法,提出了对模型未知的非线性系统进行频谱分析的新方法,包括两部分:非线性系统模型辨识和从辨识的模型直接计算系统的广义频率响应函数。

建立非线性系统的模型是研究非线性问题的基础。频域辨识法的基本思路是借助 FFT 算法,利用输入信号和输出信号的频率特性,辨识非线性系统的高阶广义频率响应函数。French 等提出了用复指数滤波器代替 Laguerre 函数,并采用 FFT 算法求 Wiener 核的频域方法。但目前所提出的非线性系统频域辨识方法计算量都太大,而且大多数仅考虑头两个阶段。1981 年,G. Zames 提出了  $H_\infty$  控制思想,其基本思路是以系统某些信号间的传递函数的  $H_\infty$  函数为最优指标,对于跟随问题希望干扰频谱对输出产生的频率响应为最小。从现在的研究情况来看,尽管  $H_\infty$  控制理论主要是在时域内讨论  $H_\infty$  的求解方法,但它所揭示的思想是一种频域综合法,并可以用到非线性系统控制的综合。

应该看到,非线性系统控制的分析与综合要比线性系统复杂得多,非线性系统控制的理论涉及许多方面。除上述理论外,还有很多其他的控制理论,如自适应控制理论、混沌动力学方法、模糊控制理论、神经网络控制理论、遗传算法等,特别是各种理论的互相融合也是解决非线性系统控制的一个重要思路。此外,动力学系统理论的巨大发展可能对非线性系统控制带来重大影响,结构稳定性理论可能被用于鲁棒性分析与设计,不变流形理论可能用于非线性标准结构研究等。

## 2 经典控制理论中的非线性系统分析与控制

建立非线性系统的数学模型要比线性系统困难得多,至于求解非线性方程,用其解来分析非线性系统的性能就更困难了。这是因为除了极特殊的情况以外,绝大多数非线性微分方程无法直接求得解析解,到目前为止,仍然没有一个成熟、通用的解决办法。早期研究非线性系统常用的经典控制理论主要有描述函数法、相平面法、计算机求解法。应当指出,这些经典方法主要是解决非线性系统的“分析”问题,而

且是以稳定性问题为中心展开的。至于非线性系统的“综合”,往往是根据系统的具体要求和特性,运用线性理论和各种非线性方法以及仿真实验,互相补充,从而设计出一个较好的非线性控制系统。本节主要介绍描述函数法与相平面法。

### 2.1 描述函数法

描述函数法是 P. J. Daniel 在 1940 年提出来的,是一种近似分析非线性系统的方法。其基本思想是:在一定假设条件下,将非线性环节部分在正弦函数作用下的输出用一次谐波分量来近似,并导出非线性环节的等效近似频率特性,即描述函数。其本质是将非线性环节用可变增益系数来代替,这时非线性系统就可以近似等效为一个线性系统,并可用线性系统理论中的频率法对系统进行频域分析。

描述函数法主要用于非线性系统的稳定性和自振荡问题,它不受系统阶次的限制,仅对非线性环节与系统的结构有一定要求,对系统的初步分析与设计十分方便。但描述函数一般只能用来研究系统的频率响应特性,不能给出时间响应的确切信息。

#### 2.1.1 描述函数的概念

描述函数法是一种近似分析法,它对系统和非线性环节提出了一些限制条件。

(1) 应用描述函数法的限制条件如下

1) 限制条件一,非线性系统的结构图可以简化成只有一个非线性环节和一个线性部分相串联的典型结构,如图 2.7-1 所示。

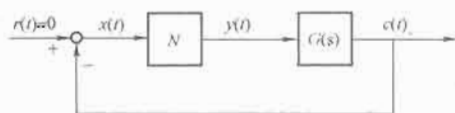


图 2.7-1 非线性系统的典型结构

2) 限制条件二,非线性环节的输入/输出特性是奇对称的,以保证非线性特性在正弦信号作用下的输出不包含恒定分量,即输出响应的平均值为零。

3) 限制条件三,系统的线性部分具有较好的低通滤波性能。这样,当非线性环节输入正弦信号时,输出中的高次谐波分量将得到有效衰减,使得闭环通道内近似地只有一次谐波信号流通,这样应用描述函数法所分析的结论才比较准确。一般而言,如果整个系统中线性部分的阶次越高,低通滤波性能越好。

(2) 描述函数法的定义。对于如图 2.7-1 所示的非线性系统,当非线性环节的输入信号为正弦函数

$$x(t) = A \sin \omega t \quad (2.7-3)$$

时,一般情况下,非线性环节的稳定输出也为同频率的周期函数,可以展开成傅里叶级数

$$y(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t) \quad (2.7-4)$$

由于非线性环节的奇对称性,直流分量  $A_0 = 0$ ,各次谐波分量的幅值为

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.7-5)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (2.7-6)$$

由限制条件三可知,高次谐波分量已充分衰减,故可认为非线性环节的稳定输出仅有一次谐波分量,即

$$y(t) \approx y_1(t) = A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t = Y_1 \sin(\omega t + \phi_1) \quad (2.7-7)$$

其中

$$\begin{cases} Y_1 = \sqrt{A_1^2 + B_1^2} \\ \phi_1 = \arctan \frac{A_1}{B_1} \end{cases} \quad (2.7-8)$$

$$\begin{cases} A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \cos(\omega t) d(\omega t) \\ B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \sin(\omega t) d(\omega t) \end{cases} \quad (2.7-9)$$

这意味着输出与输入是同频率的,只不过幅值与幅角不同而已。类似于线性系统中频率特性的概念,则定义一次谐波分量与输入信号的复数比为非线性环节的描述函数

$$\begin{aligned} N(A) &= |N(A)| e^{j\angle N(A)} = \frac{Y_1}{A} e^{j\phi_1} = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{A} e^{j\arctan \frac{A_1}{B_1}} \\ &= \frac{B_1}{A} + j \frac{A_1}{A} \end{aligned} \quad (2.7-10)$$

应当指出,一般情况下,描述函数  $N$  是一个与输入信号幅值  $A$  和幅角  $\omega$  有关的幅值复数,应写成  $N(A, \omega)$ 。但由于实际大多数非线性环节中不包含储能元件,输出与输入信号的频率无关,所以常写成  $N(A)$ 。如果非线性环节的特性是单值奇对称的,则  $N(A)$  是一个实函数;否则  $N(A)$  是复函数。

(3) 描述函数法的物理意义。描述函数表示非线性特性时,相当于用斜率随输入振幅  $A$  而变化的一簇直线代替了元件本来的非线性特性。因此,可以把非线性元件看作是一个放大器,其增益是一个复数,该复数的幅值和幅角是输入幅值  $A$  的函数。这就从本质上反映出非线性元件等效频率特性的特点,因为线性元件的频率特性是与输入正弦信号的幅值无关的。

由于描述函数是非线性元件的等效传递特性,它只考虑基波分量而忽略了高次谐波分量,所以这种近似处理方法又称为“谐波线性化法”。求出非线性环节的描述函数  $N(A)$  后,用  $N(A)$  代替非线性环节,从而建立非线性系统的数学描述,就可以用线性系统的频率法来研究非线性系统的基本特性。

### 2.1.2 典型非线性特性的描述函数

下面以非线性环节死区特性为例,介绍如何计算非线性特性的描述函数。

(1) 饱和特性的描述函数。图 2.7-2 表示了饱和特性及其在正弦信号  $x(t) = A \sin \omega t$  作用下的输出波形。

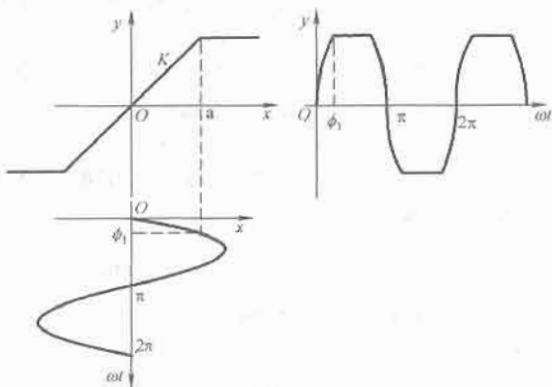


图 2.7-2 饱和特性及其输入输出波形

输出为

$$y(t) = \begin{cases} KA \sin \omega t & 0 \leq \omega t \leq \phi_1 \\ KA & \phi_1 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.7-11)$$

式中:  $K$  为线性部分的斜率;  $\phi_1 = \arcsin \frac{a}{A}$ ;  $a$  为线性范围。

由于饱和特性是单值奇对称的,  $y(t)$  是奇函数, 所以  $A_1 = 0$ ,  $\phi_1 = 0$ 。因  $y(t)$  具有半波和四分之一波对称性, 故

$$\begin{aligned} B_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} y(t) \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\phi_1} KA \sin^2(\omega t) d(\omega t) + \frac{4}{\pi} \int_{\phi_1}^{\frac{\pi}{2}} KA \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \frac{2KA}{\pi} \left[ \arcsin \frac{a}{A} + \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} \right] \end{aligned}$$

代入式(2.7-10)可得饱和特性的描述函数为

$$N(A) = \frac{B_1}{A} = \frac{2K}{\pi} \left[ \arcsin \frac{a}{A} + \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} \right] \quad A \geq a \quad (2.7-12)$$

由式(2.7-12)可知,饱和特性的描述函数是一个与输入信号幅值有关的实数。饱和非线性特性等效于一个变系数的比例环节,当  $A > a$  时,比例系数总小于  $K$ 。

(2) 一些常见非线性特性的描述函数。表 2.7-1 列出了一些常见非线性特性的描述函数,以供查阅。

表 2.7-1 常见非线性特性及其描述函数

非线性类型	静特性	描述函数 $N(A)$
理想继电特性, 库仑摩擦		$\frac{4M}{\pi A}$
有死区的继电特性		$\frac{4M}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2} \quad A \geq h$
有滞环的继电特性		$\frac{4M}{\pi A} \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2} - j \frac{4Mh}{\pi A^2} \quad A \geq h$
有死区与滞环的继电特性		$\frac{2M}{\pi A} \left[ \sqrt{1 - \left(\frac{mA}{h}\right)^2} + \sqrt{1 - \left(\frac{h}{A}\right)^2} \right] + j \frac{2Mh}{\pi A^2} (m-1) \quad A \geq h$
饱和特性, 幅值限制		$\frac{2K}{\pi} \left[ \arcsin \frac{a}{A} + \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} \right] \quad A \geq a$
有死区的饱和特性		$\frac{2K}{\pi} \left[ \arcsin \frac{a}{A} - \arcsin \frac{\Delta}{A} + \frac{a}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{a}{A}\right)^2} - \frac{\Delta}{A} \sqrt{1 - \left(\frac{\Delta}{A}\right)^2} \right] \quad A \geq a$

续表

非线性类型	静特性	描述函数 $N(A)$
死区特性		$\frac{2K}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{\Delta}{A} - \frac{\Delta}{A} \times \sqrt{1 - \left( \frac{\Delta}{A} \right)^2} \right] \quad A \geq \Delta$
间隙特性		$\frac{K}{\pi} \left[ \frac{\pi}{2} + \arcsin \left( 1 - \frac{2b}{A} \right) + 2 \left( 1 - \frac{2b}{A} \right) \times \sqrt{\frac{b}{A} \left( 1 - \frac{b}{A} \right)} \right] + j \frac{4Kb}{\pi A} \left( \frac{b}{A} - 1 \right) \quad A \geq b$
变增益特性		$K_2 + \frac{2(K_2 - K_1)}{\pi} \left[ \arcsin \frac{s}{A} + \frac{s}{A} \sqrt{1 - \left( \frac{s}{A} \right)^2} \right] \quad A \geq s$
有死区的线性特性		$K - \frac{2K}{\pi} \arcsin \frac{\Delta}{A} + \frac{4M - 2K\Delta}{\pi A} \times \sqrt{1 - \left( \frac{\Delta}{A} \right)^2} \quad A \geq \Delta$
库仑摩擦加黏性摩擦		$K + \frac{4M}{\pi A}$

(3) 组合非线性特性的描述函数。实际的物理系统可能存在多重非线性, 当非线性系统中存在两个以上非线性环节时, 一般不能简单地按照线性环节的串并联方法求总的描述函数, 而应按以下方法计算。

1) 非线性特性的并联计算。设系统中有两个非线性环节并联, 而且其非线性特性都是单值函数, 因此它们的描述函数都是实数, 如图 2.7-3 所示。

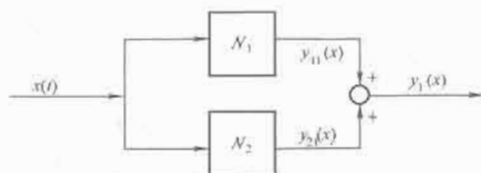


图 2.7-3 非线性环节并联

当输入  $x(t) = A \sin \omega t$  时, 两个非线性环节的描述函数为

$$y_{11}(t) = N_1 A \sin \omega t, \quad y_{21}(t) = N_2 A \sin \omega t$$

则总的输出为

$$y_1(t) = (N_1 + N_2) A \sin \omega t$$

所以总的描述函数为

$$N = N_1 + N_2$$

当  $N_1$  和  $N_2$  是复数时, 结论不变。总之, 数个非线性环节并联后, 总的描述函数等于各个描述函数之和。

2) 非线性特性的串联计算。当两个非线性环节串联时, 总的描述函数并不等于两个非线性环节的描述函数的乘积。一般是根据每个非线性环节的输入输出特性, 求出总的复合非线性特性, 再求总的描述函数。注意, 如果调换串联环节的前后次序, 则所得的总的描述函数并不一定相同。

图 2.7-4 所示为一死区非线性环节与一个饱和非线性环节相串联, 其等效的非线性特性为一个既有死区又有饱和的非线性特性。

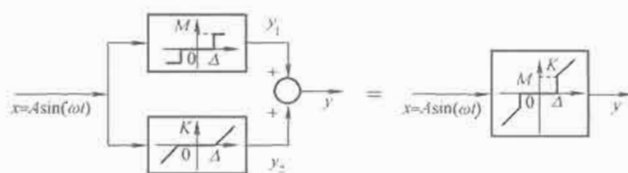


图 2.7-4 两个非线性特性串联及其等效非线性特性

### 2.1.3 用描述函数法分析非线性系统

很多非线性系统通过适当地简化, 都可以化为由线性部分和非线性部分串联而成的系统, 其方框图如图 2.7-5 所示。



图 2.7-5 非线性系统的方块图

假设非线性系统满足应用描述函数法的条件, 则非线性部分可以用描述函数  $N(A)$  表示, 线性部分可用传递函数  $G(s)$  表示, 如图 2.7-6 所示。因为  $N(A)$  是经过谐波线性化后的等效线性环节, 可以作为一个具有实数或复数增益的放大环节来处理, 于是非线性系统可以看成是一个等效的线性系统。

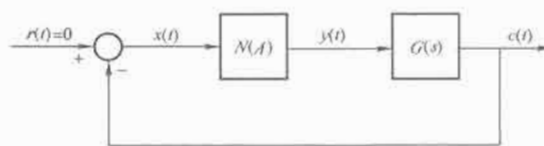


图 2.7-6 非线性系统等效为线性系统

(1) 非线性系统的稳定性分析。非线性系统的结构图如图 2.7-6 所示, 图中  $G(s)$  的极点均在左半  $S$  平面, 则闭环系统的频率特性为

$$\Phi(j\omega) = \frac{C(j\omega)}{R(j\omega)} = \frac{N(A)G(j\omega)}{1 + N(A)G(j\omega)} \quad (2.7-13)$$

则闭环系统的特征方程为

$$1 + N(A)G(j\omega) = 0 \quad (2.7-14)$$

即

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N(A)} \quad (2.7-15)$$

式中:  $-\frac{1}{N(A)}$  为非线性特性的负倒描述函数。

由此可知, 在线性系统中, 确定系统产生等幅振荡的临界点  $(-1, j0)$  是一个固定的点, 而在非线性系统中, 确定系统产生等幅振荡的临界值不再是一个固定的点, 而是随  $A$  变化的一条负倒描述函数曲线。根据线性系统与非线性系统

中产生持续振荡条件的相似性,只要在幅平面上同时画出  $G(s)$  和  $-1/N(A)$  曲线,根据它们的相对位置同样可以判断非线性系统的稳定性。这是奈奎斯特判据在非线性系统中的推广应用。

推广的奈奎斯特判据可叙述如下:若  $G(j\omega)$  曲线不包含  $-1/N(A)$  曲线,则非线性系统是稳定的,两者距离越远,稳定程度越高;若  $G(j\omega)$  曲线包含  $-1/N(A)$  曲线,则非线性系统是不稳定的;若  $G(j\omega)$  曲线与  $-1/N(A)$  曲线相交,则非线性系统存在周期运动(极限环),它可能是稳定的,也可能是不稳定的。图 2.7-7 表示了上述三种情况,图中的箭头分别表示  $\omega$  和  $A$  增大的方向。

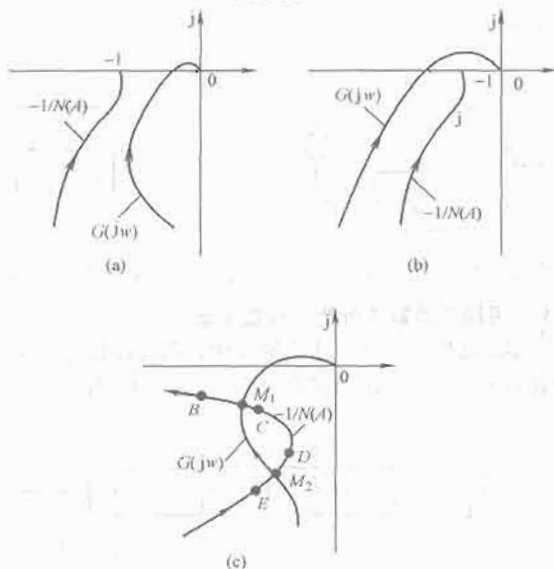


图 2.7-7 非线性系统的稳定性分析

(2) 周期运动的稳定性分析。图 2.7-7(c) 中,  $G(j\omega)$  曲线与  $-1/N(A)$  曲线有两个交点  $M_1$  与  $M_2$ , 对应两个周期运动,只有稳定的周期运动才是非线性系统的自激振荡。因而还需要研究周期运动的稳定性。

假设系统工作在  $M_1$  点,如果外界扰动使非线性元件的输入振幅  $A$  增大,系统的工作点由  $M_1$  移至  $B$  点,由于临界点  $B$  不被  $G(j\omega)$  曲线包围,系统稳定,振荡衰减,系统工作点将从  $B$  点回到工作点  $M_1$ ;相反,如果外界扰动使非线性元件的输入振幅  $A$  减小,系统的工作点由  $M_1$  移至  $C$  点,由于临界点  $C$  被  $G(j\omega)$  曲线包围,系统不稳定,振荡加剧,使非线性元件的输入振幅  $A$  增大,系统工作点将从  $C$  点回到工作点  $M_1$ 。这说明  $M_1$  点的周期运动不管受到振幅增大或减小的扰动都能维持稳定,所以  $M_1$  点的周期运动是稳定的。同理可以分析,  $M_2$  点的周期运动是不稳定的。

应该指出,描述函数法分析非线性系统的稳定性与周期运动的稳定性,都是假设系统中只有正弦基波分量的情况下得出的。实际上,这一假设并非绝对能满足,系统中会有高次谐波分量流动,实际系统的自激振荡的波形也是复杂的周期运动,并非纯正弦波,因此描述函数只是一种近似的研究方法,并且,具体运用描述函数法时采用的又是图解法,因此还存在准确度的问题。一般来说,若  $G(j\omega)$  曲线与  $-1/N(A)$  曲线垂直相交,用描述函数分析非线性系统的自激振荡的振幅与频率是准确的;若  $G(j\omega)$  曲线与  $-1/N(A)$  曲线几乎相切相交,用描述函数分析出的结果的准确程度取决于  $G(j\omega)$  对高次谐波衰减的程度。

## 2.2 相平面法

相平面法由 Poincare 在 1885 年提出来,是一种适用于

任意非线性特性的图解法。其基本思想是将系统的运动过程形象地转化为相平面上一个点的移动,通过研究这个点移动的轨迹,就能获得系统运动规律的全部信息。在非线程度严重,或者非周期输入时,相平面法很有优势;但一般只能分析一阶与二阶非线性系统的稳定性、平衡点、时间响应、稳态精度以及初始条件和参数对系统运动的影响。

### 2.2.1 相平面的概念及其画法

(1) 相平面的概念。考虑二阶时不变系统

$$\ddot{x} = f(x, \dot{x}) \quad (2.7-16)$$

式中:  $f$  可以是线性或非线性函数。

方程式(2.7-16)的解可以用  $x(t)$  和  $t$  的关系曲线来表达,也可以用  $\dot{x}(t)$  与  $x(t)$  的关系曲线来表达。如果把方程(2.7-16)看成是一个质点的运动,则质点任意时刻的运动状态都可以由速度  $\dot{x}(t)$  与位置  $x(t)$  这两个独立的变量来描述,称  $\dot{x}(t)$ 、 $x(t)$  为相变量;以  $x(t)$  为横坐标,  $\dot{x}(t)$  为纵坐标所组成的直角坐标称为相平面。如果初始时刻  $t_0$  的初始状态用相点  $(x_0, \dot{x}_0)$  表示,随着时间的变化,将系统状态的各个相点依次连接起来,在相平面上就形成了一条轨迹线,这种反映系统状态变化的轨迹线叫相轨迹。用相平面分析系统性能的方法叫相平面法。由于相平面只能表示二维空间,故相平面法只能研究一、二阶线性与非线性系统。

(2) 相平面的画法。应用相平面法分析非线性系统的前提是绘制相轨迹。相轨迹可以用解析法、图解法或实验的方法来绘制。解析法通过求解微分方程,直接绘出  $\dot{x}(t)$  与  $x(t)$  的关系曲线。当求解系统解析解比较困难时,应采用图解法;对于非线性系统,图解法尤为重要。图解法有多种,这里仅介绍常用的等倾线法。

等倾线法的思想可以表述为,先绘出相轨迹的切线方向场,然后从初始条件出发,沿方法场绘制相轨迹。

二阶系统式(2.7-16)可表示为

$$\ddot{x} = \frac{d\dot{x}}{dx} \dot{x} = f(x, \dot{x})$$

若以  $x$  为自变量,  $\dot{x}$  为因变量,则上式可改写为

$$\frac{d\dot{x}}{dx} = \frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}} \quad (2.7-17)$$

这是一个关于  $\dot{x}(t)$  和  $x(t)$  的一阶微分方程,称为相轨迹方程。该方程的解

$$\dot{x} = q(x) \quad (2.7-18)$$

就是相轨迹曲线方程。对于不同的初始条件,式(2.7-18)确定了不同起点的相轨迹。相轨迹方程式(2.7-17)给出了相轨迹曲线式(2.7-18)在点  $(\dot{x}, x)$  上切线的斜率。如果令其斜率等于某一常数

$$\frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}} = \alpha \quad (2.7-19)$$

根据它可以在相平面上画出一条线,这条线上的各点具有一个共同的性质,即相轨迹方程通过这些点时,其切线的斜率都为  $\alpha$ ,通常把相轨迹上具有等斜率点的连线称为等倾线。一般而言,线性系统的等倾线是直线,非线性系统的等倾线是折线或曲线。

如果令  $\alpha$  为不同的常数,根据等倾线方程

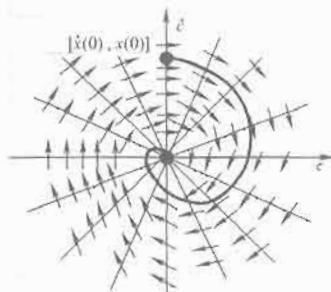


图 2.7-8 用等倾线法绘制相轨迹



则可以在相平面上绘出若干条等倾线,见图2.7-8。在每条等倾线上画出相应的 $\alpha$ 值短线,以表示相轨迹通过这些等倾线时切线的斜率,短线上的箭头表示相轨迹前进的方向。相平面中所有等倾线上的短线就组成了相轨迹的切线方法场。如图2.7-8所示,任意给出一个初始条件 $[x(0), \dot{x}(0)]$ ,相当于在相平面上给出了一条相轨迹的起点,从该点出发,按照它所在等倾线上的短线方向作一小线段,让它与第二条等倾线相交;再由这个交点出发,按照第二条等倾线上的短线方向作一小线段,让它与第三条等倾线相交;依次连续作下去,就可以得到一条从初始条件出发,由各小线段组成的折线,最后把折线作光滑处理,就得到了系统的相轨迹。

用等倾线绘制相轨迹时,还需注意以下几点:第一, $x$ 轴与 $\dot{x}$ 轴所选用的比例应当一致,这样 $\alpha$ 值才与相轨迹切线的几何斜率相同。第二,通常应根据 $\dot{x}$ 值的正负决定相轨迹的方向。第三,利用相轨迹的对称性通常可以减少作图的工作量。第四,等倾线的条数应适当选取。等倾线越多,作图的精确度越高,但过多了,人工作图产生的积累误差会增大。

### 2.2.2 系统的相轨迹以及奇点和极限环

绘制相轨迹的目的是分析系统的运动特性,由于系统平衡点有无穷条相轨迹离开或到达,因此,平衡点附近的相轨迹最能反映系统的运动特性,对于分析系统的运动状态及其性质有着重要作用。通常把平衡点又称为奇点。另一类反映运动特性的相轨迹是所谓的极限环,它反映了系统的自激振荡,在相平面上是一条孤立的封闭的相轨迹。

(1)奇点。二阶系统微分方程可以表示为式(2.7-16)或式(2.7-17),所有相轨迹上每一点切线的斜率为 $\alpha = \frac{d\dot{x}}{dx} = \frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}}$ 。若在某点有 $f(x, \dot{x})$ 和 $\dot{x}$ 同时为零,则等倾线 $\alpha = \frac{d\dot{x}}{dx} = \frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}} = \frac{0}{0}$ 为不定值,这说明有无穷多条相轨迹趋近或离开该点;在此点,速度 $\dot{x}=0$ 与加速度 $\ddot{x}=f(x, \dot{x})=0$ 同时为零,这时系统不再运动,处于平衡状态,故奇点又称平衡点。

不同时满足 $\dot{x}=0$ 与 $\ddot{x}=f(x, \dot{x})=0$ 的点称为普通点,在普通点,相轨迹上每一点的斜率 $\alpha = \frac{d\dot{x}}{dx} = \frac{f(x, \dot{x})}{\dot{x}}$ 是一个确定值,故经过普通点的相轨迹只有一条,所以除奇点以外,不同初始条件的相轨迹不会相交。

线性系统的相轨迹表明,特征根在 $s$ 平面上的分布不同,相平面上奇点附近的相轨迹的形状就不一样。根据特征根在 $s$ 平面上的分布,通常把相平面上奇点分成以下6种类型。

第一,特征根为一对负实部的共轭复根,此时相轨迹的奇点称为稳定焦点,如图2.7-9(a)所示。

第二,特征根为一对正实部的共轭复根,此时相轨迹的奇点称为不稳定焦点,如图2.7-9(b)所示。

第三,特征根为两个负实根,此时相轨迹的奇点称为稳定结点,如图2.7-10(a)所示。

第四,特征根为两个正实根,此时相轨迹的奇点称为不稳定结点,如图2.7-10(b)所示。

第五,特征根为一对纯虚根,此时相轨迹的奇点称为中心点,如图2.7-11(a)所示。

第六,特征根一个为正实根,一个为负实根,此时相轨迹的奇点称为鞍点,如图2.7-11(b)所示。

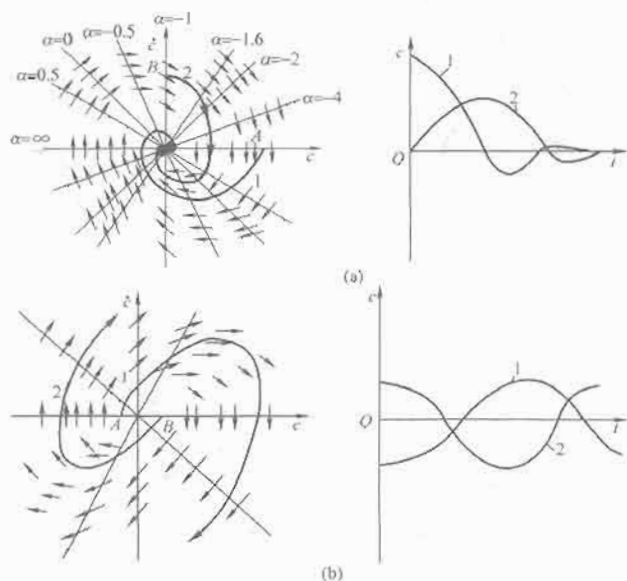


图2.7-9 稳定焦点与不稳定焦点的相轨迹

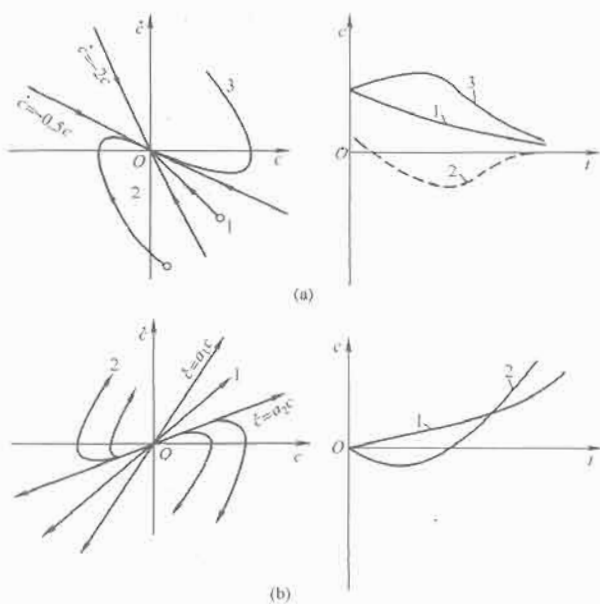


图2.7-10 稳定结点与不稳定结点的相轨迹

线性二阶系统只有一个平衡状态,因此相轨迹只有一个奇点。对于零输入的线性二阶系统来说,奇点位于相平面的坐标原点。只要知道奇点的位置与类型,则奇点附近相轨迹的形状就确定了,系统的全部运动规律就清楚了。

非线性系统可能存在多个平衡状态,因此可能存在多个奇点,只有确定各奇点的位置后,才能确定每个奇点附近相轨迹的形状。

考虑二阶非线性系统式(2.7-16),令 $x_1=x$ ,  $x_2=\dot{x}$ ,则系统为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x_1, x_2) \end{cases} \quad (2.7-20)$$

考虑更一般系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = P(x_1, x_2) \\ \dot{x}_2 = Q(x_1, x_2) \end{cases} \quad (2.7-21)$$

按照等倾线与平衡点的定义,应有 $\alpha = \frac{dx_2}{dx_1} = \frac{Q(x_1, x_2)}{P(x_1, x_2)}$ ,



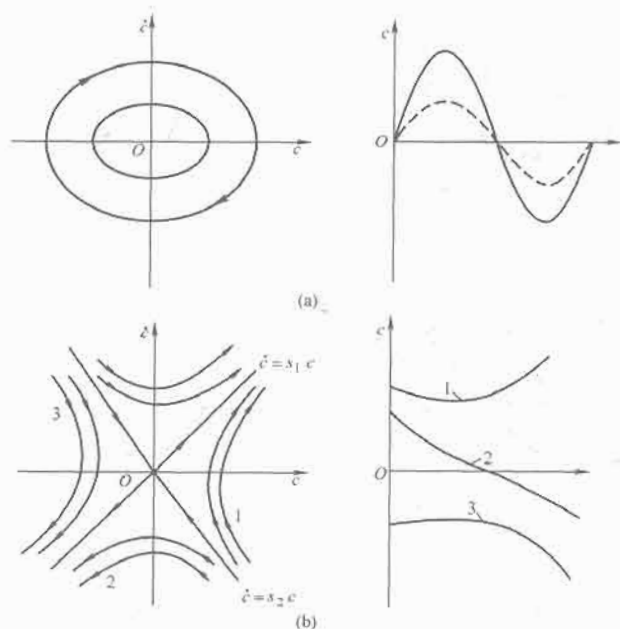


图 2.7-11 中心点与鞍点的相轨迹

因此由方程组

$$\begin{cases} P(x_1, x_2) = 0 \\ Q(x_1, x_2) = 0 \end{cases} \quad (2.7-22)$$

可以确定系统的平衡点 $(x_{10}, x_{20})$ 。下面依照线性系统方法来研究奇点附近相轨迹的形状及其运动特性。

如果系统式(2.7-21)是解析的,则可以在平衡点附近很小的区域内,运用泰勒级数线性化

$$P(x_1, x_2) = P(x_{10}, x_{20}) + a(x_1 - x_{10}) + b(x_2 - x_{20}) + \dots$$

$$Q(x_1, x_2) = Q(x_{10}, x_{20}) + c(x_1 - x_{10}) + d(x_2 - x_{20}) + \dots$$

其中

$$a = \frac{\partial P(x_1, x_2)}{\partial x_1} \Big|_{(x_{10}, x_{20})}, b = \frac{\partial P(x_1, x_2)}{\partial x_2} \Big|_{(x_{10}, x_{20})}$$

$$c = \frac{\partial Q(x_1, x_2)}{\partial x_1} \Big|_{(x_{10}, x_{20})}, d = \frac{\partial Q(x_1, x_2)}{\partial x_2} \Big|_{(x_{10}, x_{20})}$$

忽略高阶无穷小,考虑一般情况,令 $x_{10} = x_{20} = 0$ ,则有

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = ax_1 + bx_2 \\ \dot{x}_2 = cx_1 + dx_2 \end{cases} \quad (2.7-23)$$

系统特征方程为

$$s^2 - (a+d)s + (ad-bc) = 0$$

系统特征根为

$$s_{1,2} = \frac{a+d \pm \sqrt{(a+d)^2 - 4(ad-bc)}}{2} \quad (2.7-24)$$

利用前面讨论过的线性二阶系统的特征根在S平面上的分布情况,可确定非线性系统在每个平衡点附近的运动状态与特性。

需要指出,并非所有非线性系统的微分方程都是解析的,例如具有继电特性的控制系统。对于不满足解析条件的非线性系统,通常可根据非线性元件的特点,将整个相平面划分成若干个线性区域,在每个区域来运用上述方法可以构成一幅完整的相图。关于此点将在下一小节中详细讲解。

(2) 极限环。线性系统的奇点完全确定了系统的运动特性,然而,非线性系统存在着不同类型的奇点,每个奇点只

能反映非线性系统在该点附近的相轨迹形状,不能确定整个系统的相图,因此需要研究相平面上远离奇点的相轨迹。奇线是特殊的相轨迹,它将相平面划分为具有不同运动特点的各个区域,最常见的奇线是极限环。

相平面图上的一根孤立的封闭相轨迹称为极限环,它对应的系统会产生自激振荡。根据极限环邻近相轨迹的运动特点,可以将极限环分为以下三种类型。

第一,稳定的极限环。

当 $t \rightarrow \infty$ 时,如果起始于极限环内部与外部的相轨迹均向极限环逼近,则称稳定的极限环,见图2.7-12(a)。极限环内部的相轨迹发散至极限环,极限环外部的相轨迹收敛于极限环,则说明系统受到扰动离开极限环后,最终回到了极限环,所以系统的运动表现为自振荡,而自振荡只与系统的结构参数有关,与初始条件无关。

第二,不稳定的极限环。

当 $t \rightarrow \infty$ 时,起始于极限环内部与外部的相轨迹均远离极限环而去,则称不稳定的极限环,见图2.7-12(b)。极限环内部的相轨迹收敛于环内的奇点,说明极限环内部是稳定的;极限环外部的相轨迹发散于无穷远,则说明极限环外部是不稳定的。任何小的扰动,系统不是收敛于奇点,就是发散至无穷远。

第三,半稳定的极限环。

当 $t \rightarrow \infty$ 时,要么极限环内部的相轨迹趋近极限环,外部的相轨迹远离极限环而去,要么极限环外部的相轨迹趋近极限环,内部的相轨迹远离极限环而去,则这种极限环称为半稳定的极限环。见图2.7-12(c)。

在一些复杂的非线性系统中,有可能出现两个或两个以上的极限环,这时非线性系统的工作状态不仅取决于系统的结构参数,还取决于扰动的方式和大小。通常,只有稳定的极限环才能在实验中观察到。

例 2.7-1 已知一非线性系统运动方程如下

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + x_1(1 - x_1^2 - x_2^2) \\ \dot{x}_2 = -x_1 + x_2(1 - x_1^2 - x_2^2) \end{cases}$$

试分析系统的运动特性。

解:由奇点性质与式(2.7-22)可知,原点 $(0, 0)$ 为系统的平衡点。下面分析该平衡点的类型。

由式(2.7-23)易得 $a=1, b=1, c=-1, d=1$ 。由式(2.7-24)与式(2.7-25)可得系统的特征根为 $1 \pm j$ 。由于系统特征方程的根是一对具有正实部的共轭复根,故平衡点 $(0, 0)$ 为不稳定焦点,附件相轨迹为发散振荡运动,见图2.7-13。

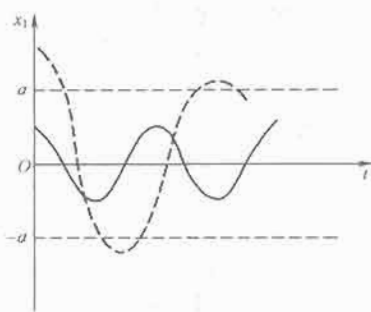
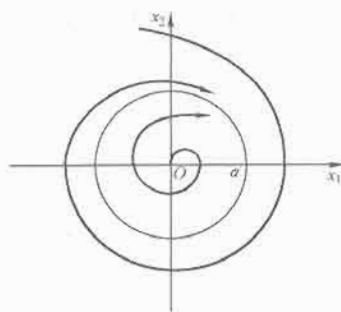
当 $x_1^2 + x_2^2 = 1$ 时,在相平面上存在一封闭相轨迹。为进一步分析该轨迹的性质,令 $x_1 = r \cos \theta, x_2 = r \sin \theta$ ,则可得极坐标变量 $r$ 和 $\theta$ 描述的运动方程

$$\begin{cases} \dot{r} = r(1 - r^2) \\ \dot{\theta} = -1 \end{cases}$$

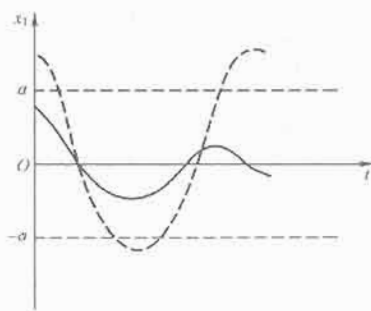
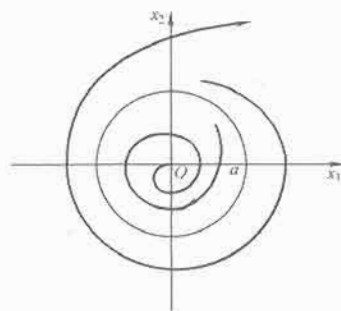
假设 $r < 1$ ,取 $R_1$ ,由于 $\dot{r} = R_1(1 - R_1^2) > 0$ ,故封闭相轨迹内部的相轨迹将趋近单位圆;假设 $r > 1$ ,取 $R_2$ ,由于 $\dot{r} = R_2(1 - R_2^2) < 0$ ,封闭相轨迹外部的相轨迹也将趋近单位圆。综上所述,该单位圆为稳定的极限环。

### 2.2.3 用相平面法分析非线性系统

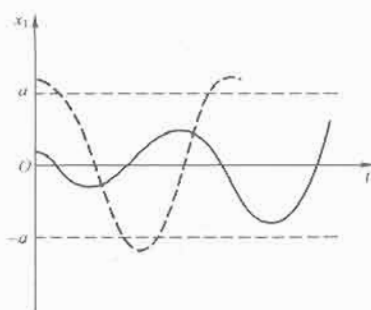
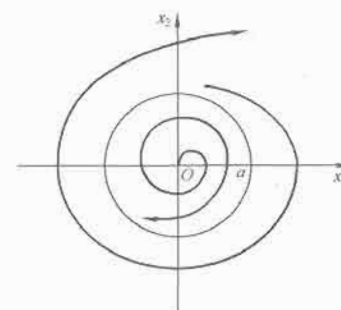
相平面法可以用来分析二阶系统的运动特性,并能确定系统运动的性能指标,如运动时间、运动速度、最大超调量等。



(a)



(b)



(c)

图 2.7-12 极限环的类型

(a)稳定的极限环; (b)不稳定的极限环; (c)半稳定的极限环

用相平面法分析非线性系统的步骤如下

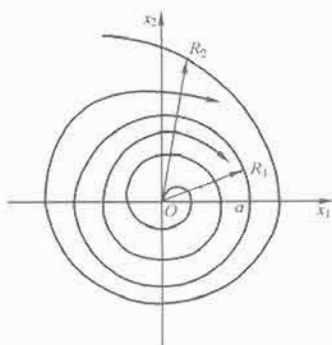


图 2.7-13 系统的相轨迹与极限环

(1) 根据非线性特性将相平面划分为若干区域, 建立每个区域的线性微分方程来描述系统的运动特性。

(2) 根据分析问题的需要, 适当选择相平面坐标轴, 通常为  $e-\dot{e}$  或  $y-\dot{y}$  作为相平面的坐标轴。

(3) 根据非线性特性建立相平面上的切线方程, 切线方程的变量应与坐标轴所选坐标变量一致。

(4) 求解每个区域的微分方程, 绘制相轨迹。

(5) 平滑地将各个区域的相轨迹连接起来, 得到整个系统的相轨迹, 并据此分析非线性系统的运动特性。

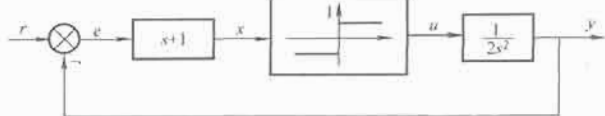
例 2.7-2 图 2.7-14 所示非线性控制系统在  $t=0$  时加

图 2.7-14 继电器控制系统

上一个幅度为 6 的阶跃输入, 系统的初始状态为  $e(0)=6, \dot{e}(0)=0$ , 问系统经过多长时间可到达原点。

解: 列出运动方程  $2\ddot{y}=u$ , 并定义  $e=r-y$ , 考虑非线性元件方程

$$u = \begin{cases} 1 & \dot{e} + e > 0 \\ -1 & \dot{e} + e < 0 \end{cases}$$

则可以用直线  $\dot{e} + e = 0$  分区, 有

$$\dot{e} = \begin{cases} -0.5 & \dot{e} + e > 0 \\ 0.5 & \dot{e} + e < 0 \end{cases}$$

可以确定:

区域①: 当  $\dot{e} + e > 0$ , 有  $\dot{e} = -0.5$ , 积分得  $\dot{e} = -0.5t + c_1$ , 进一步得  $e = -0.25t^2 + c_1t + c_2$ , 代入初始条件得到  $c_1 = 0, c_2 = 6$ 。此时可以得到  $\dot{e} = -0.5t, e = -0.5t^2 + 6$ , 因而可以得到  $e = -\dot{e}^2 + 6$ 。说明相轨迹为一条抛物线, 如图 2.7-15 所示, 系统从 A 出发到达 B 点, 将进入区域②。B 点的坐标为  $\dot{e}_B = -2, e_B = 2$ 。

区域②: 当  $\dot{e} + e < 0$ , 有  $\dot{e} = 0.5$ , 积分得  $\dot{e} = 0.5t + c_3$ , 进一步得  $e = 0.25t^2 + c_3t + c_4$ 。由 B 点的坐标得到  $c_3 = -2, c_4 = 2$ , 此时可以得到  $\dot{e} = 0.5t - 2, e = 0.25t^2 - 2t + 2$ , 因而可以得到  $e = \dot{e}^2 - 2$ , 说明相轨迹为另一条抛物线, 从 B 点运动到 C 点, 将进入区域③。C 点的坐标为  $\dot{e}_C = -1, e_C = 1$ 。

在回到区域①: 此时,  $\dot{e} = -0.5$ , 积分得  $\dot{e} = -0.5t + c_5$ , 进一步得  $e = -0.25t^2 + c_5t + c_6$ , 由 C 点的坐标得到  $c_5 = 1, c_6 = -1$ , 此时可以得到  $\dot{e} = -0.5t + 1, e = -0.25t^2 + t - 1$ , 因而可以得到  $e = -\dot{e}^2$ , 说明相轨迹也为一条抛物线, 系统从 C 出发到达原点, 如图 2.7-15 所示。

因此, 由 A 点出发运动到原点 O 的时间为  $t_{AO} = t_{AB} + t_{BC} + t_{CO}$ 。由各运动方程积分可求得  $t_{AB} = 4s, t_{BC} = 6s, t_{CO} = 2s$ , 故总时间为 12s。

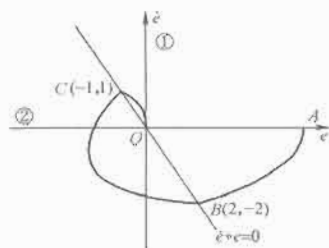


图 2.7-15 继电器控制系统的相轨迹

### 3 反馈线性化控制

非线性系统的分析和设计往往比线性系统要困难得多, 非线性微分方程除非是经过特殊“处理”, 否则, 通常不可能得到封闭形式的解析解, 如拉普拉斯变换、傅里叶变换、叠加原理等适用于线性系统的强有力的数学工具都不适用于非线性控制问题。因此对于实际工程控制人员来说, 最简单的方法是把非线性动态特性线性化, 然后再用熟知的线性系统设计方法完成控制系统的分析和综合。

考虑非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.7-25)$$

假设  $f(0, 0) = 0, x \in R^n, u \in R^m$  分别为状态变量与控制变

量。经典线性化方法是：如果系统式(2.7-25)是解析的，则直接在平衡点附近很小的区域内做泰勒展开

$$\dot{x} = Ax + Bu + f_{h.o.t.}(x, u) \quad (2.7-26)$$

其中， $A = \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \Big|_{(0,0)}$ ， $B = \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \Big|_{(0,0)}$ ， $f_{h.o.t.}$

$(x, u)$ 表示包含  $x$  和  $u$  的高阶项，忽略高阶项，则得到系统在  $(0, 0)$  处的线性近似系统。这种线性化的主要缺点是有误差，且误差随系统远离平衡点区域的扩大而急剧加大。因此，它不适合用于控制精确高的系统，特别是状态远离平衡点的系统。

近20多年来，以微分几何为主要工具发展起来的精确线性化方法，为解决一类非线性系统的分析与综合问题提供了强有力的手段。其基本思想是通过适当的非线性变换与反馈变换，使非线性系统实现状态或输入、输出的精确线性化，从而将复杂的非线性系统综合问题转化为线性系统的综合问题。它与传统利用泰勒展开进行局部线性化近似法不同，没有忽略任何高阶非线性项，因此这种线性化不仅是精确的，而且也是整体的，即线性化对整个区域都适用。随着微分几何方法的深入研究，精确线性化方法得到了系统的发展。尽管精确线性化方法具有一定的应用背景和理论意义，但必须满足某些苛刻的条件，且结构复杂，除了某些具有特殊结构(如三角形结构)的系统外，往往很难得到所需的非线性变换；另一方面，大多数实际系统并不满足精确线性化方法中的对合条件，如轮式移动机器人等具有非完整约束的力学系统。

近年来，非线性系统的近似处理方法再一次引起了人们的高度重视，通常称为现代近似线性化方法。现代近似线性化方法的基本实现是，通过坐标变换把强非线性系统变换成弱非线性系统，或者通过反馈以保持线性系统的部分特点。现代近似线性化方法是精确线性化问题的自然推广，目的是保证控制系统在工作点附近变化较大时仍然能够正常工作，因而已广泛地应用于实际系统。

### 3.1 非线性系统精确线性化方法

实现非线性系统精确线性化有三种方式：无反馈线性化、反馈线性化和动态补偿线性化。无反馈线性化方法考虑的系统实质上是一个线性系统，它只是由于选择的坐标不合适才成为了一个非线性系统，无反馈线性化问题已基本解决；动态补偿线性化方法较为复杂，此问题还未解决。本节主要考虑反馈线性化方法。

#### 3.1.1 微分几何基础

(1) 微分几何的基本概念。

定义2.7-1：设  $f: R^n \rightarrow R^n$  是  $n$  维连续光滑函数， $h: R^n \rightarrow R$  是连续光滑标量函数，定义  $h$  关于  $f$  的李(Lie)导数  $L_f h$  为

$$L_f h = (\nabla h) f \quad (2.7-27)$$

雅可比矩阵  $\nabla h(x)$  为  $\nabla h(x) = \left( \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right)_{n \times n}$ ，多重李导数按照下列递推关系定义为

$$L_f^0 h = h, L_f^i h = L(L_f^{i-1} h) = (\nabla L_f^{i-1} h) f, i = 2, 3, \dots \quad (2.7-28)$$

李导数的本质就是  $h$  沿函数向量  $f$  的方向导数，它反映了标量函数  $h$  在  $f$  方向的变化情况。同样，若  $g$  是另一  $n$  维向量函数，则  $L_g(L_f h) = \nabla(L_f h) g$ 。

定义2.7-2：设  $f, g: R^n \rightarrow R^n$  是两个  $n$  维连续光滑函数，定义  $f$  和  $g$  的李括号运算为

$$[f, g] = (\nabla g) f - (\nabla f) g \quad (2.7-29)$$

通常李括号  $[f, g]$  又称为  $ad_{f,g}$ 。多重李括号运算则按下列的递推关系定义

$$ad_f^0 g = g, ad_f^i g = [f, ad_f^{i-1} g], i = 1, 2, \dots \quad (2.7-30)$$

李括号本质上定义了一个新线性向量场。

定义2.7-3：定义映射  $T: X \rightarrow Y$ ，如果  $T$  是连续光滑的，且存在连续光滑的逆  $T^{-1}$ ，则称映射  $T$  是微分同胚。 $T^{-1}$  的存在性一般可以由反函数存在定理验证。显然，微分同胚概念是线性变换概念的进一步推广。

定义2.7-4：给定一组光滑的向量场  $f_1, f_2, \dots, f_m$ ，定义分布  $\Delta(x)$  为

$$\Delta(x) = \text{span}\{f_1, f_2, \dots, f_m\}$$

式中： $\text{span}$ 表示张成的意思，也即  $\Delta(x)$  是由  $f_1, f_2, \dots, f_m$  线性组合形成的子空间。

定义2.7-5：若  $\Delta(x)$  中的任意两个向量场  $F_i$  与  $F_j$  均有  $[F_i, F_j] \in \Delta(x)$ ，则称  $\Delta(x)$  为对合分布，简称对合的。显然，对合分布保证了李括号运算的封闭性，其检验条件为

$$\begin{aligned} \text{rank}\{F_1, \dots, F_m, [F_i, F_j]\} \\ = \text{rank}\{F_1, \dots, F_m\}, i, j = 1, \dots, m \end{aligned}$$

定义2.7-6：对于定义在区域  $\Omega \subset R^n$  上线性无关向量场集合  $\{F_1, F_2, \dots, F_m\}$  称之为完全可积的，当且仅当存在  $n-m$  个连续光滑的标量函数  $T_i (i=1, \dots, n-m)$  满足偏微分方程

$$\nabla T_i F_j = 0 \quad i=1, \dots, n-m; j=1, \dots, m$$

以上仅仅介绍了微分几何最基本的几个概念，有关李导数的性质、李括号的性质、非线性系统局部能控性与局部能观性等知识可以参看其他有关专著。下面将运用以上概念讨论非线性系统的线性化问题。

(2) 非线性系统的线性化问题。考虑一般非线性系统式(2.7-25)，输出  $y$  的各阶导数为

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = (\nabla h) \dot{x} = L_f h$$

$$y^{(i)} = (\nabla L_f^{i-1} h) \dot{x} = L_f^i h \quad i=2, 3, \dots$$

从而使系统输出的动态变化与系统的状态及输入产生了直接联系，这是输入/输出与状态精确线性化的基础。

所谓非线性系统的线性化，即希望通过状态变换

$$z = T(x) \quad (2.7-31)$$

与输入变换

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (2.7-32)$$

使一般非线性系统式(2.7-25)变换为线性定常能控系统

$$\dot{z} = Az + Bv \quad (2.7-33)$$

由式(2.7-31)得

$$\dot{z} = \frac{\partial T}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial T}{\partial x} f[x, \alpha(x) + \beta(x)v] \quad (2.7-34)$$

对比式(2.7-33)与式(2.7-34)右边部分，可知式(2.7-35)必定成立

$$\frac{\partial T}{\partial x} f[x, \alpha(x) + \beta(x)v] = AT(x) + Bv \quad (2.7-35)$$

对式(2.7-35)两边关于控制  $v$  求导可得

$$\frac{\partial}{\partial v} \left[ \frac{\partial T}{\partial x} f[x, \alpha(x) + \beta(x)v] \right]$$

$$= \frac{\partial T}{\partial x} \frac{\partial T}{\partial u} f(x, u) \beta(x) = B \quad (2.7-36)$$

即

$$\frac{\partial T}{\partial u} f(x, u) = \left( \frac{\partial T}{\partial x} \right)^{-1} B \beta^{-1}(x) \quad (2.7-37)$$

注意到式(2.7-37)右边与输入量  $u$  无关, 故式(2.7-25)中  $f(x, u)$  关于  $u$  必须是线性的, 一般只有仿射非线性控制系统才满足此条件。本节仅考虑单输入单输出仿射非线性系统

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.7-38)$$

### 3.1.2 输入输出精确线性化方法

仿射非线性系统式(2.7-38)输入输出精确线性化问题指的是: 给定  $x_0 \in X$ , 存在  $x_0$  的一个邻域  $V$ , 并存在反馈控制  $u = \alpha(x) + \beta(x)v$  与一个同胚映射  $z = T(x)$ , 使系统变换成一个线性系统。

**定义 2.7-7:** 给定  $x_0 \in X$ , 如果存在  $x_0$  的一个邻域  $V$  及正整数  $r$  使系统式(2.7-38)满足条件  $L_g L_f^i h(x) = 0$ ,  $L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$  且有界,  $\forall x \in V, 0 \leq i \leq r-2$ , 则称系统式(2.7-38)在  $x_0$  点具有相对阶  $r$ 。显然, 相对阶  $r$  是线性系统中相对阶概念的推广。

**定理 2.7-1:** 如果系统式(2.7-38)对任意  $x \in X$  具有相对阶  $r$ , 则存在状态变换

$$z = T(x) = (h \quad L_f h \cdots L_f^{r-1} h)^T, \quad \forall x \in V, 0 \leq i \leq r-2$$

与反馈控制

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h} (-L_f^r h + v)$$

使得系统输入/输出线性化为  $y^{(r)} = v$ 。

这里仅做简单解释, 后一节中再给出证明。由式(2.7-38)可得

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (2.7-39)$$

显然, 如果  $L_g h(x)$  对于任意  $x \in X$  有界且不等于零, 即相对阶为 1, 则通过状态反馈  $u = \frac{1}{L_g h(x)} [-L_f h(x) + v]$ , 可以得到一阶线性系统  $\dot{y} = v$ 。

如果  $L_g h(x) = 0$ , 可以进一步考察输入对输出高阶动态依赖关系, 对式(2.7-39)进一步求导得

$$\dot{y} = \frac{\partial L_f h}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \quad (2.7-40)$$

如果  $L_g L_f h(x)$  对于任意  $x \in X$  有界且不等于零, 则通过状态反馈

$$u = \frac{1}{L_g L_f h(x)} [-L_f^2 h(x) + v] \quad (2.7-41)$$

可以得到二阶线性系统  $\ddot{y} = v$ 。更一般地, 可以归纳出定理 2.7-1。

需要强调以下几点

(1) 定理 2.7-1 中强调了系统对任意  $x \in X$  具有相对阶  $r$ , 即所谓全局线性化问题。如果  $L_g L_f^i h(x)$  并不是全等于零, 而只是在某些  $x \in X$  时等于零, 则情况比较复杂。

(2) 本节考虑的是单输入单输出仿射非线性系统, 对于

多输入多输出系统, 相对阶的概念需要进一步推广; 输入/输出线性化的条件通常由解耦矩阵是否非奇异来判断。特别是输入/输出数不相等时, 线性化的表述比较困难, 需要的读者可以参考相关专著。

(3) 得到系统输入/输出线性化方程  $y^{(r)} = v$ , 并不意味着系统状态得到了全部线性化, 关于这点将在下面进一步阐述。

### 3.1.3 状态精确线性化方法

当系统式(2.7-38)的相对阶恰好为系统维数  $n$  时, 存在一个状态变换

$$T: x \rightarrow z = (h, \dots, L_f^{n-1} h)^T$$

使得系统变为标准形

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_n = -b(z) + a(z)u \\ y = z_1 \end{cases} \quad (2.7-42)$$

其中,  $a(z) = L_g L_f^{n-1} h(x)$ ,  $b(z) = L_f^n h(x)$ 。

选择反馈控制  $u = \frac{1}{a(z)} [-b(z) + v]$ , 则系统式(2.7-38)变换成了一个线性系统。

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (2.7-43)$$

**定理 2.7-2:** 单输入/输出非线性系统式(2.7-38)精确状态线性化的充要条件为:

1)  $\text{rank}\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g\} = n$ ;

2) 分布  $D = \text{span}\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g\}$  是对合分布。

其中, 1) 意味着系统相对阶为  $n$ , 系统能控; 2) 意味着分布具有可积性。

可以证明, 当系统式(2.7-38)的相对阶  $r = n$ , 输入/输出精确线性化与状态精确线性化是等价的。

当系统式(2.7-38)的相对阶  $r < n$  时, 非线性系统只能部分线性化, 降阶处理还需要考虑系统的零动态及其对系统的稳定性问题, 限于篇幅所限, 在此不再赘述。

## 3.2 非线性系统的近似线性化方法

以微分几何为主要工具发展起来的精确线性化方法, 为解决一类非线性控制系统的分析与综合问题提供了强有力的手段。但它条件苛刻、结构复杂。近年来, 非线性系统的近似处理方法再一次引起了学者的关注, 其基本实现是, 通过坐标变换把强非线性系统变换成弱非线性系统, 或者通过反馈以保持线性系统的部分特点, 通常称之为现代近似线性化方法。它是精确线性化问题的自然推广, 目的是保证控制系统在工作点附近变化较大时仍能够正常工作, 已应用于实际系统。

近似线性化有多种, 这里主要简述伪线性化方法与近似输入输出线性化方法。

### 3.2.1 伪线性化方法

经典线性化方法只考虑在某一平衡点附近的线性近似, 但非线性系统往往有多个平衡点, 根据不同的控制输入, 平衡点为一条曲线或一流形。伪线性化方法通过寻找一个与平



衡点无关的系统的切模型,然后以此模型设计适合不同的平衡操作点的控制。因此,对于一般的非线性系统,必须寻找一个状态与控制的变换,使变换后的系统切模型对于不同的平衡点是独立的。

考虑单输入单输出系统式(2.7-25),系统平衡点集合定义为

$$\text{IR}_{x,u} \triangleq \{(x, u): f(x_0, u_0) = 0\} \quad (2.7-44)$$

其在状态空间的投影定义为

$$\text{IR}_x \triangleq \{x_0: \exists u_0, \text{ 满足 } f(x_0, u_0) = 0\} \quad (2.7-45)$$

在平衡点\$(x\_0, u\_0)\$的邻域内,系统的线性切模型可以表示为

$$\delta \dot{x} = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{(x_0, u_0)} \delta x + \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{(x_0, u_0)} \delta u \quad (2.7-46)$$

显然,上述切模型是和平衡点\$(x\_0, u\_0)\$有关的。寻找变换

$$\begin{aligned} z_i &= T_i(x), \quad v = T_{n+1}(x, u) \\ i &= 1, \dots, n \end{aligned} \quad (2.7-47)$$

使得在\$Z\$空间线性切模型和工作点无关,且可以写成能控标准型

$$\begin{cases} \delta \dot{z}_1 = \delta z_2 \\ \delta \dot{z}_2 = \delta z_3 \\ \vdots \\ \delta \dot{z}_{n-1} = \delta z_n \\ \delta \dot{z}_n = v \end{cases} \quad (2.7-48)$$

注意到集合\$\text{IR}\_{x,u}\$的定义式(2.7-44),可推导出线性切模型

$$\delta \dot{z}_i = a_i F(x_0, u_0) \delta x + a_i G(x_0, u_0) \delta u \quad (2.7-49)$$

其中

$$\begin{aligned} F(x_0, u_0) &= \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{(x_0, u_0)}, \quad G(x_0, u_0) = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{(x_0, u_0)} \\ a_i &= \frac{\partial T_i(x)}{\partial x} \quad i=1, \dots, n \end{aligned} \quad (2.7-50)$$

为使线性切模型独立于平衡点,系数\$a\_i\$必须满足以下条件

$$\begin{aligned} a_1 F^{n-1} G &= 0, \quad a_i = a_1 F^{i-1}, \quad a_{n+1} = a(F, G) \\ i &= 1, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (2.7-51)$$

由上述方程可以解出系数,积分可得变换\$T\_i(x)\$,在该变换下系统的切模型是独立的。假定系统轨线保持在该切模型附近,则基于该模型的控制设计大大简化了系统设计问题。该方法忽略了二阶项,但可以证明:如果系统轨线保持在平衡点附近,则不影响系统的闭环稳定性。因此,伪线性化方法具有一定的理论与实际应用价值。

### 3.2.2 近似输入/输出线性化方法

如果系统的相对阶在某一特定工作点没有定义,则在该点不能直接利用输入/输出线性化方法实现精确线性化。

考虑非线性系统式(2.7-38),精确输入/输出线性化过程是:一直重复对输出\$y\$进行微分,直到输入\$u\$首次出现于等式右边

$$y^{(r)} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u$$

式中:\$r\$是使\$L\_g L\_f^{r-1} h(x) \neq 0\$的最小正整数,即系统的相对阶。

此时控制

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} [v - L_f^r h(x)]$$

使得输出\$y\$和新的输入\$v\$之间具有线性关系\$y^{(r)} = v\$。

如果\$L\_g L\_f^{r-1} h(x)\$在\$x\_0\$点为零,即相对阶无定义,但在离\$x\_0\$任意近的某些点不为零,此时可用一组关于状态\$x\$的函数\$\phi\_i(x)(i=1, \dots, r)\$近似系统的输出及其各阶微分

$$\begin{cases} y = h(x) = \phi_1(x) + \phi_0(x) & y = \phi_1(x) \\ \dot{y} = \dot{\phi}_1(x) = L_f \phi_1(x) + L_g \phi_1(x) u \\ & = \phi_2(x) + \phi_1(x) & \dot{y} = \phi_2(x) \\ \vdots & \\ y^{(i)} = L_{f+i} \phi_1(x) = \phi_{i+1}(x) + \phi_i(x) & y^{(i)} = \phi_{i+1}(x) \\ \vdots & \\ y^{(r)} = L_{f+r} \phi_1(x) = b(x) + a(x) u + \phi_r(x, u) \end{cases} \quad (2.7-52)$$

式(2.7-52)中\$a(x)\$使得原系统在忽略高阶项\$\phi(x)\$,相对阶就有了定义,从而系统可以近似输入/输出线性化。

特别地,如果\$r=n\$,就实现了所有状态的近似线性化。对多输入多输出系统也可类似地进行近似线性化。

上述的近似输入/输出线性化方法针对非线性系统的相对阶在某一工作点不存在的情形。另一种关于输入/输出线性化的情况为部分线性化后,其零动态子系统不稳定,即所谓非最小相位系统。一般的策略为导出原系统的一个新的输出映射与原系统输出有相似的稳态轨迹,而其零动态子系统对多输入多输出系统也可类似地进行近似。

对于不能实现精确线性化的非线性控制系统,采用近似化方法依然为一种备受控制界重视又十分有效的途径。以上主要介绍了两种基本方法,此外还有许多近似线性化方法,如线性化族、近似状态反馈线性化、奇异摄动、中心流形方法等。

### 3.3 应用实例

交流伺服系统是由交流永磁同步电动机(PMSM)、位置与速度传感器、电流传感器、晶体管逆变器PWM以及控制电路等环节组成的。其伺服电动机的数学模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_d \\ \dot{\psi}_q \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & -\psi_q \\ 0 & -R_s & \psi_d \\ -\frac{p_n^2 \psi_q}{J} & \frac{p_n^2 \psi_d}{J} & \frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_d + \omega \psi_q \\ u_q - \omega \psi_d \\ -\frac{p_n T_d}{J} - \frac{B \omega}{J} \end{bmatrix} \quad (2.7-53)$$

输入矢量\$u=[i\_d \ i\_q \ \omega\_m]^T\$,输出矢量\$y=[\psi\_d \ \psi\_q \ \omega]^T\$, \$\omega\_m\$为特别引入的输入;控制目标为\$\psi\_d^\* = \psi\_{ref}\$, \$\psi\_q^\* = \psi\_{ref}\$, \$\omega^\* = \omega\_{ref}\$。

由于系统相对阶为\$(1, 1, 1)\$,即矢量之和等于系统的阶次,系统可以反馈线性化。引入中间变量\$v\_1, v\_2\$与\$v\_3\$,并考虑非线性状态反馈

$$\begin{cases} \psi_d = v_1 \\ \psi_q = v_2 \\ \dot{\omega} = v_3 \end{cases} \quad (2.7-54)$$

则完全线性化模型为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & -\psi_q \\ 0 & -R_s & \psi_d \\ -\frac{p_n^2 \psi_q}{J} & \frac{p_n^2 \psi_d}{J} & \frac{B}{J} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_d + \omega \psi_q \\ u_q - \omega \psi_d \\ -\frac{p_n T_d}{J} - \frac{B \omega}{J} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.7-55)$$

由于负载扰动\$T\_d\$和定子电阻\$R\_s\$的不确定性,使得非线性状态反馈中的参数\$T\_d\$和\$R\_s\$不能与实际的参数相等而



导致完全线性化的条件被破坏,从而导致完全线性化控制策略失败。因此,应针对参数  $T_d$  和  $R_s$ , 研究使系统完全线性化并具有鲁棒性的问题。

设  $x = [\psi_d \ \psi_q \ \omega]^T$ ,  $\theta = [R_s \ T_d]^T$ ,  $y = h(x)$

$$\begin{cases} g(x, \theta) = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & -\psi_q \\ 0 & -R_s & \psi_d \\ -\frac{p_n^2 \psi_q}{J} & \frac{p_n^2 \psi_d}{J} & \frac{B}{J} \end{bmatrix} \\ f(x, \theta) = \begin{bmatrix} u_d + \omega \psi_q \\ u_q - \omega \psi_d \\ -\frac{p_n T_d}{J} - \frac{B\omega}{J} \end{bmatrix} \end{cases}$$

则系统式(2.7-55)可表示为

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= f(x, \theta) + g(x, \theta)u \\ &= f(x, \hat{\theta}) + g(x, \hat{\theta})u + [f(x, \theta) - f(x, \hat{\theta}) + g(x, \theta)u - g(x, \hat{\theta})u] \\ &= f(x, \hat{\theta}) + g(x, \hat{\theta})u + f(x, e) + g(x, e)u \end{aligned}$$

式中:  $\hat{\theta}$  表示  $\theta$  的估计值, 误差  $e = [e_1 \ e_2]^T = \theta - \hat{\theta}$ , 且有

$$\begin{aligned} f(x, \theta) - f(x, \hat{\theta}) &= \sum_{i=1}^q e_i f_i(x), g(x, \theta) - g(x, \hat{\theta}) = \\ &= \sum_{i=1}^q e_i g_i(x). \end{aligned}$$

选择非线性坐标变换

$$\begin{cases} z_1 = h(x) \\ z_2 = L_{f(x, \hat{\theta})} h(x) \\ \vdots \\ z_n = L_{f(x, \hat{\theta})}^{n-1} h(x) \end{cases}$$

且定义  $Z = \text{col}(z_1, z_2, \dots, z_n) = \Phi(x, \hat{\theta})$ , 可见  $\Phi(x, \hat{\theta})$  是微分同胚变换, 其中  $x = \Phi^{-1}(z, \hat{\theta})$ 。

引入非线性状态反馈

$$u = [L_{g(x, \hat{\theta})} L_{f(x, \hat{\theta})}^{n-1}]^{-1} \cdot [-L_{f(x, \hat{\theta})}^n h(x) - \sum_{i=1}^n k_i z_i + r]$$

式中:  $k_i > 0$ ;  $r$  为指令信号。

使  $s^n + k_n s^{n-1} + \dots + k_2 s + k_1$  为 Hurwitz 多项式, 则可得

$$\frac{dz}{dt} = AZ + Br + We + N \frac{d\hat{\theta}}{dt}$$

其中

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 & \cdots & -k_n \end{bmatrix} \\ B &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}, N = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\partial L_{f(x, \hat{\theta})} h}{\partial \hat{\theta}} \\ \vdots \\ \frac{\partial L_{f(x, \hat{\theta})}^{n-1} h}{\partial \hat{\theta}} \end{bmatrix} \\ W &= \begin{bmatrix} L_{f_1} h & L_{f_2} h & \cdots & L_{f_q} h \\ L_{f_1} L_{f_1} h & L_{f_2} L_{f_1} h & \cdots & L_{f_q} L_{f_1} h \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{f_1} L_{f_1}^{n-1} h & L_{f_2} L_{f_1}^{n-1} h & \cdots & L_{f_q} L_{f_1}^{n-1} h \end{bmatrix} + \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} L_{g_1} h & L_{g_2} h & \cdots & L_{g_q} h \\ L_{g_1} L_{f_1} h & L_{g_2} L_{f_1} h & \cdots & L_{g_q} L_{f_1} h \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_{f_1}^{n-1} h & L_{g_2} L_{f_1}^{n-1} h & \cdots & L_{g_q} L_{f_1}^{n-1} h \end{bmatrix} u$$

为简洁, 式中  $f(x, \hat{\theta})$  用  $f$  表示,  $h(x)$  用  $h$  表示。

伺服电动机的参数: 每相定子电阻  $R_s = 1.17 \Omega$ ; 电感  $L = 4.2 \text{ mH}$ ; 转动惯量  $J = 0.0009 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ; 额定转速  $n_c = 209 \text{ rad/s}$ 。各状态变量初值为:  $\psi_{dM} = 0.3 \text{ Wb}$ ;  $\psi_{qM} = 0.2 \text{ Wb}$ ;  $\omega_M = 0 \text{ rad/s}$ ;  $\psi_d = 0.3 \text{ Wb}$ ;  $\psi_q = 0.1 \text{ Wb}$ ;  $\omega = 0 \text{ rad/s}$ 。仿真时要求伺服电动机带额定负载起动, 达到速度  $100 \text{ rad/s}$ 。仿真结果如图 2.7-16~图 2.7-21 所示。图 2.7-16 与图 2.7-17 显示了磁链的定向控制过程。从图 2.7-18 可看出, 尽管参数的估计初值不等于真实值, 但借助参数的自适应估计, 参数的估计值能逐渐趋向于真实值, 从而达到渐近线性化控制的目的。图 2.7-19 和图 2.7-20 分别显示了  $d$  轴磁链渐近趋向于参考磁链值, 而  $q$  轴磁链渐近趋向于零, 进而达到了磁链的定向控制。图 2.7-21 显示了速度的响应过程, 运行速度能够快速准确地达到给定速度。

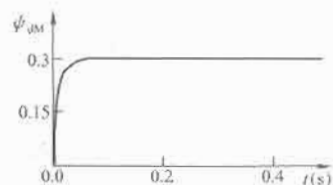


图 2.7-16 磁链  $\psi_{dM}$  的定向控制过程

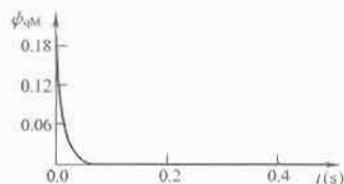


图 2.7-17 磁链  $\psi_{qM}$  的定向控制过程

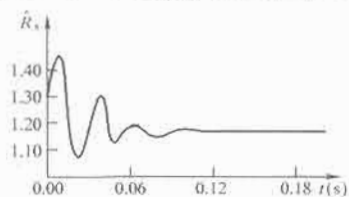


图 2.7-18 参数  $R_s$  的估计过程

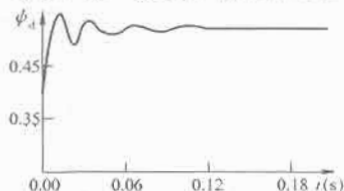


图 2.7-19 磁链  $\psi_d$  的控制过程

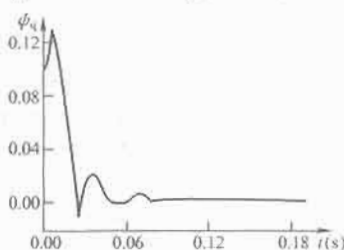
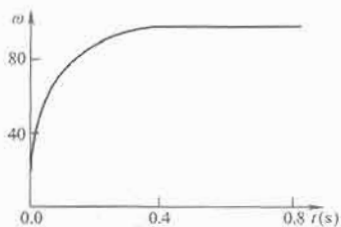


图 2.7-20 磁链  $\psi_q$  的控制过程

图 2.7-21 速度  $\omega$  的响应过程

## 4 预测控制

20 世纪 60 年代初,以状态空间模型为基础的现代控制理论在航空、航天等领域获得了巨大成功。基于最优性能指标的设计理论和方法,利用状态空间法分析和设计控制系统,不但提高了对被控对象的内在理解能力,而且提供了更高层次上设计控制系统的手段,这对于工业过程控制无疑具有极大的吸引力。然而在实际过程控制中人们却发现被控对象往往具有非线性、不确定性、时滞以及多输入、多输出特性等,而且实际的过程控制还要求算法具有很好的实时性、经济性,使得现代控制理论难以适应生产实际的要求。为了克服理论与应用之间的不协调,20 世纪 70 年代以来,人们加强对系统辨识、模型简化、自适应控制、鲁棒控制等理论的研究;同时,试图突破传统方法的约束,针对工业过程的特点,寻找对模型要求低、控制综合质量好、在线计算方便的优化控制算法。预测控制就是在这种背景下发展起来的一类新型计算机优化控制算法。

自从 1978 年首次阐明了预测控制算法产生的动因、机理及其在工业过程中的应用以来,模型预测控制在电力、炼油、化工和造纸等领域获得了广泛应用。预测控制的产生并不是某一种统一理论的产物,而是直接来源于工业生产实践。

经过近 30 年的发展,应用于生产过程的各种预测控制算法层出不穷,显示出其强大的生命力。通常,按其结构模式分,可将各种预测控制算法大致分为以下三类。

第一类为基于非参数化模型的预测控制算法,主要代表有 Richalet 与 Metra 等提出的建立在脉冲响应基础上的模型预测启发控制 (Model Predictive Heuristic Control, MPHIC),或称模型算法控制 (Model Algorithm Control, MAC),Cutler 等提出的建立在阶跃响应基础上的动态矩阵控制 (Dynamic Matrix Control, DMC)。这类预测控制方法的特点是:脉冲响应和阶跃响应在工业现场易于获得,不需要复杂的系统建模;利用反馈校正基础上的在线滚动优化取代传统最优控制,可以克服各种不确定性的影响,增强控制的鲁棒性;且在线计算简单。这类算法适合于实际工业过程的控制,并得到大量成功应用。

第二类为基于参数化模型的预测控制算法,主要代表有 Clarke 提出的广义预测控制 (Generalized Predictive Control, GPC);Lelic 提出的广义预测极点配置控制 (Generalized Pole Placements Control, GPP)。这类算法保持了 MPC 算法的基本特征,但采用的模型是受控自回归积分滑动平均模型 (Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average Model, CARIMA) 或受控自回归滑动平均模型 (Controlled Auto-Regressive Moving Average Model, CARMA)。20 世纪 80 年代初,人们在自适应控制的研究中,为了克服最小方差控制一步优化的弱点,吸取了预测控制中多步预测优化策略,以便增强算法的适用性和鲁棒性,出现了基于模型辨

识并具有自校正功能的预测控制算法。由于将自适应机制与预测控制相结合,因而这类可以及时修正参数变化,从而改善系统的动态性能。

第三类为基于结构化的预测控制算法。主要有 Garica 等 1982 年提出的内模控制 (Internal Model Control, IMC),内模控制结构的提出使得可以从结构的角度的分析预测控制系统,理解预测控制的运行机制,有利于进一步分析控制系统的稳定性、鲁棒性等。20 世纪 80 年代后期, Kuntze 等人提出了把控制输入结构视为关键的预测函数控制 (Predictive Functional Control, PFC),PFC 可以克服其他预测控制可能出现规律不明的控制输入问题。

预测控制的主要优点体现在:① 对数学模型要求不高;② 能直接处理具有纯滞后的过程;③ 具有良好的跟踪性能和较强的抗干扰能力;④ 对模型误差具有较强的鲁棒性等。因此,它更加符合工业过程的实际要求,这是 PID 控制无法相比的,但应看到有关预测控制的理论研究仍落后于工业实际,有几个问题是有待于进一步解决的:① 主要设计参数对稳定性、鲁棒性和其他控制性能的影响,给出参数选择的定量结果;② 研究当存在建模误差及干扰时,预测控制的鲁棒性,并给出定量分析结果;③ 研究新的滚动优化策略;④ 建立有效的反馈校正方法;⑤ 进一步完善预测控制算法。

目前的预测控制算法普遍存在着模型精度不高,滚动优化策略少,反馈校正方法单调等问题。如何突破原有的模型框架,利用所有可能获取的反映过程、未来变化趋势的动态信息,建立高精度的预测模型是提高模型预测精度的有效途径。此外,预测控制在理论分析上也有较大的困难。

### 4.1 预测控制基本原理

各种不同的预测控制,虽然算法原理略有差异,但基本的内涵要素却有类似之处。1978 年, J. Richalet 等提出了模型预测控制的三要素:模型预测、滚动优化、反馈校正。人们通常把这三要素称之为预测控制的基本算法原理。

预测控制的基本原理如图 2.7-22 所示。图中参考轨迹  $y_r$  为期望输出,  $\hat{y}$  为预测输出,  $y$  为对象的实际输出,  $u$  为控制输入;  $M$  为控制时域长度,  $N$  为最大预测时域长度。控制的目的是确定一组  $M$  个控制变量  $U(k) = [u(k), \dots, u(k+M-1)]^T$  使得在未来  $P(M \leq P \leq N)$  时刻的预测输出  $\hat{y}_p(k+i)$  与参考轨迹  $y_r(k+i)$  极小。

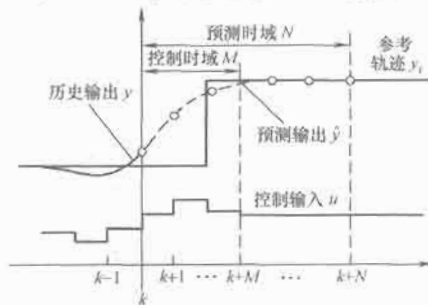


图 2.7-22 预测控制的基本原理图

预测控制的结构图如图 2.7-23 所示。

(1) 模型预测。预测控制是一种基于模型的控制算法,这一模型称为预测模型。对于预测控制来讲,预测模型只注重模型的功能,而不注重模型的结构形式,预测模型的功能就是根据对象的历史信息和未来输入预测其未来输出。从方法的角度讲,只要是具有预测功能的信息集合,不论其有什

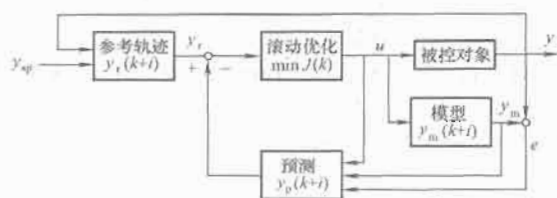


图 2.7-23 预测控制的框图

么样的表现形式均可作为预测模型，如非参数模型（阶跃响应、脉冲响应）、参数模型（CARMA, CARIMA）和各种非线性模型、分布参数系统模型、模糊模型、神经网络模型等。而不同预测模型有不同的预测控制算法，如动态矩阵控制（DMC）采用实际工业过程控制中比较容易获得的阶跃响应模型，模型算法控制（MAC）采用脉冲响应模型，广义预测控制（GPC）则采用具有在线辨识并能描述不稳定过程的 CARMA 模型和 CARIMA 模型。

预测模型具有展示系统未来动态行为的功能。这样，就可以利用预测模型为预测控制进行优化操作提供先验知识，从而决定采用何种控制输入序列，使未来时刻被控对象的输出变化符合预期的目标。

(2) 滚动优化。正如 Brisk 所说的，预测控制的最主要特征是在线滚动优化。预测控制通过某一性能指标的最优化来确定未来的控制作用，这一性能指标涉及系统未来的行为，例如，通常可取对象输出在未来的采样点上跟踪某一期望轨迹的方差为最小；但也可取更广泛的形式，例如要求控制能量为最小而同时保持输出在某一给定范围内等。性能指标中涉及的系统未来的行为是根据预测模型由未来的控制策略决定的。

但是，预测控制的优化与传统意义下的离散最优控制有很大的差别。这主要表现在预测控制中的优化是一种有限时段的滚动优化。在每一采样时刻，优化性能指标只涉及从该时刻起未来有限的时间，而到下一采样时刻，这一优化时段同时向前推移。不同时刻优化性能指标的相对形式是相同的，但其绝对形式，即所包含的时间区域，是不同的。因此，在预测控制中，优化不是一次离线进行，而是反复在线进行的，这就是滚动优化的含义，这也是预测控制区别于传统最优控制的根本点。一般来说，预测控制常采用的优化性能指标主要有以下三类。

#### 1) 二次型性能指标

$$\min J = \sum_{i=0}^N q_i [\hat{y}(k+i) - y_r(k+i)]^2 + \sum_{i=0}^N \lambda_i [u(k+i-1) - u(k+i-2)]^2$$

#### 2) 一范数型性能指标

$$\min J = \sum_{i=0}^N |\hat{y}(k+i) - y_r(k+i)|$$

#### 3) 无穷范数型性能指标

$$\min J = \max [|\hat{y}(k+i) - y_r(k+i)|]$$

(3) 反馈校正预测控制算法采用的预测模型通常只能粗略描述对象的动态特性，由于实际系统中存在的非线性、时变、模型失配、干扰等因素，反馈校正是不可少的。滚动优化只有建立在反馈校正的基础上，才能体现出它的优越性。因此，预测控制在通过优化确定了一系列未来的控制作用后，为了防止模型失配或环境干扰引起控制对理想状态的偏离，预测控制通常不是把这些控制作用逐一全部实施，而只是将当前时刻的控制输入作用于系统；到下一采样时刻，则

首先检测对象的实际输出，并利用这一实时信息对基于模型的预测进行修正，然后再进行新的优化。

反馈校正的形式是多样的，可以在保持预测模型不变的基础上，对未来的误差作出预测并加以补偿，也可以根据在线辨识的原理直接修改预测模型。不论采取何种校正形式，预测控制都把优化建立在系统实际的基础上，并力图在优化时对系统未来的动态行为作出较准确的预测。因此，预测控制中的优化不仅基于模型，而且利用了反馈信息，因而构成了闭环优化。

综上所述，预测控制作为一种新型的计算机控制算法，是具有其鲜明特征的，是一种基于模型、滚动优化并结合反馈校正的优化控制算法。

在预测控制一般原理的基础上，采用不同的模型形式、优化策略和校正措施，就可以形成不同的预测控制算法。

## 4.2 动态矩阵预测控制

动态预测控制（Dynamic Matrix Control, DMC）是于 1979 年由 C. R. Cutler 等提出的一种预测控制算法，在石油、化工等部门的过程控制中获得了成功的应用。DMC 算法是一种基于对象阶跃响应的预测控制算法，它适用于渐近稳定的线性对象。对于弱非线性对象，可在工作点处首先线性化；对于不稳定对象，可以先用常规 PID 控制使其稳定，然后再采用 DMC 算法。

DMC 的基本思想是：通过对未来的输出预测和采用滚动优化目标函数，确定未来  $M$  个控制时域长度的控制增量序列

$$\Delta U_M(k) = \{\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+M-1)\}$$

使在未来预测时域长度  $P$  内的预测输出值尽可能地接近期望输出值。为简单起见，这里只介绍单变量系统的基本算法。DMC 控制一般包含下述三个部分。

### 4.2.1 预测模型

在 DMC 中，首先需要测定对象单位阶跃响应的采样值  $a(iT)$ ,  $i=1, 2, \dots, N$ 。其中， $T$  为采样时间。对于渐近稳定的对象，阶跃响应在某一时刻  $t_N = NT$  后将趋于平稳，因而可认为， $a_N$  已近似等于阶跃响应的稳定值，这样，对象的动态特性就可以近似用有限集合  $\{a_1, a_2, \dots, a_N\}$  加以描述。这个集合的参数构成了 DMC 的模型参数，向量  $a = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$  称为模型向量。

虽然阶跃响应是一种非参数模型，但由于线性系统具有比例和叠加性质，故一组模型参数  $\{a_i\}$  足以预测对象在未来时刻的输出值。在  $k$  时刻，假设控制作用保持不变时对未来  $N$  个时刻有初始预测值为  $y(k+i|k)$ ,  $i=1, 2, \dots, N$ ，则当  $k$  时刻有一控制增量  $\Delta u(k)$  时，即可算出在其作用下未来时刻的输出值

$$y_1(k+i|k) = y_0(k+i|k) + a_i \Delta u(k) \quad i=1, 2, \dots, N \quad (2.7-56)$$

同样，在  $M$  个连续控制增量  $\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+M-1)$  作用下，未来各时刻输出值为

$$y_M(k+i|k) = y_0(k+i|k) + \sum_{j=1}^{\min(M, i)} a_{i-j+1} \Delta u(k+j-1) \quad i=1, 2, \dots, N \quad (2.7-57)$$

式中： $y$  的下标  $M$  表示控制量的变化次数； $k+i|k$  表示  $k$  时刻对  $k+i$  时刻的预测。

现在目标是：在每一时刻  $k$ ，要确定从该时刻起的  $M$  个控制增量  $\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+M-1)$ ，使得

被控制对象在其作用下未来  $P$  个时刻的输出预测值  $y_M(k+i|k)$  尽可能接近给定的期望值  $y_r(k+i)$ ,  $i=1, 2, \dots, P$ , 见图 2.7-24。

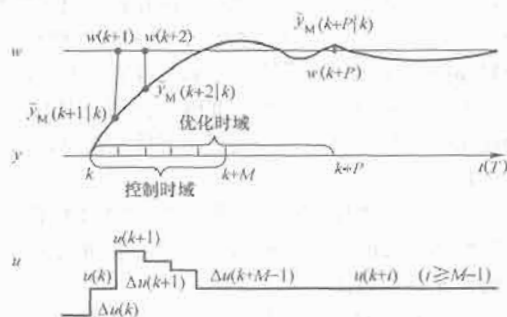


图 2.7-24 预测模型分析图

#### 4.2.2 滚动优化

在控制中,为使控制增量  $\Delta u(k)$  变化不要过于剧烈,这一因素可以在优化指标中予以考虑,  $k$  时刻的优化指标可选择为

$$\min J(k) = \sum_{i=1}^P q_i [y_r(k+i) - y_M(k+i|k)]^2 + \sum_{j=1}^M r_j \Delta u^2(k+j-1) \quad (2.7-58)$$

式中:  $q_i$ 、 $r_j$  是权系数,分别表示对跟踪误差及控制量的变化抑制。

在不考虑约束的情况下,上述问题就是以  $\Delta U_M(k) = [\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots, \Delta u(k+M-1)]^T$  为优化变量,在动态模型式(2.7-57)下使指标式(2.7-58)最小的优化问题。为求解这一优化问题,把关系式(2.7-56)可以用向量形式写出

$$Y_{PM}(k) = Y_{P0}(k) + A \Delta U_M(k) \quad (2.7-59)$$

其中

$$Y_{PM}(k) = \begin{bmatrix} y_M(k+1|k) \\ y_M(k+2|k) \\ \vdots \\ y_M(k+P|k) \end{bmatrix}, Y_{P0}(k) = \begin{bmatrix} y_0(k+1|k) \\ y_0(k+2|k) \\ \vdots \\ y_0(k+P|k) \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & & 0 \\ a_2 & a_1 & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \\ a_M & a_{M-1} & & a_1 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_P & a_{P-1} & \dots & a_{P-M+1} \end{bmatrix}$$

这里,矩阵  $A_{P \times M}$  为由阶跃响应系数构成的矩阵,称为动态矩阵(动态矩阵预测控制因此而得名);向量  $Y_{PM}$  的前一个下标表示所预测的未来输出的个数,后一个下标表示控制量变化的次数;  $M$  为控制时域长度,  $P$  为最大优化时域长度;  $N$  为建模时域长度,为使问题有意义,通常规定  $M \leq P \leq N$ 。

为求解方便,先把目标函数式(2.7-58)也写成向量形式

$$\min J(k) = \|y_{Pr}(k) - y_{PM}(k)\|_Q^2 + \|\Delta U_M(k)\|_R^2 \quad (2.7-60)$$

式中:给定的期望值  $y_{Pr}(k) = [y_r(k+1), \dots, y_r(k+P)]^T$ ;由权系数构成的对角阵  $R = \text{diag}(r_1, \dots, r_M)$  与  $Q = \text{diag}(q_1, \dots, q_P)$  分别称为误差权矩阵和控制权矩阵。

将式(2.7-59)代入式(2.7-60),可得

$$\min J(k) = \|y_{Pr}(k) - Y_{P0}(k) - A \Delta U_M(k)\|_Q^2 + \|\Delta U_M(k)\|_R^2$$

在  $k$  时刻,  $y_{Pr}(k)$ 、 $Y_{P0}(k)$  均已知,故可以通过极值必要条件  $dJ(k)/d\Delta U_M(k) = 0$  求得最优控制

$$\Delta U_M(k) = (A^T Q A + R)^{-1} A^T Q [y_{Pr}(k) - Y_{P0}(k)] \quad (2.7-61)$$

为控制简单适用,DMC 通常不是把最优值  $\Delta u(k)$ ,  $\Delta u(k+1)$ ,  $\dots$ ,  $\Delta u(k+M-1)$  全部作为实现的解,而是取其中的即时控制增量  $\Delta u(k)$  构成实际控制  $u(k) = u(k-1) + \Delta u(k)$  作用于对象。到下一时刻,它又提出类似的优化问题求出  $\Delta u(k+1)$ 。这就是所谓“滚动优化”的测量。

根据以上思想,由式(2.7-61),可以求出

$$\Delta u(k) = c^T \Delta U_M(k) = d^T [y_{Pr}(k) - Y_{P0}(k)] \quad (2.7-62)$$

其中,取  $M$  维行向量  $c^T = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$  用作提取矩阵的第一个元素;向量

$$d^T = c^T (A^T Q A + R)^{-1} A^T Q [d_1, \dots, d_P]$$

一旦优化策略确定,即  $M$ 、 $Q$ 、 $R$  确定,则  $d$  可以一次离线算出。这样,若不考虑约束,优化问题的在线求解就简化为直接计算控制律式(2.7-62),因而是十分简易的。

#### 4.2.3 反馈校正

当  $k$  时刻把控制  $u(k)$  实际加于对象时,相当于在对象输入端加上了一个幅度为  $\Delta u(k)$  的阶跃量,利用模型(2.7-56)可算出未来时刻的输出预测值

$$Y_{P1}(k) = Y_{P0}(k) + a \Delta u(k) \quad (2.7-63)$$

它实际上是式(2.7-56)的向量形式,其中,  $P$  维向量  $Y_{P1}(k)$  和  $Y_{P0}(k)$  的构成及含义同前述显示。由于  $Y_{P1}(k)$  的元素是未加入  $\Delta u(k+1)$ ,  $\dots$ ,  $\Delta u(k+M-1)$  时的输出预测值,故经移位后,它们可以作为  $k+1$  时刻的初始预测值进行新的优化计算。然而,由于实际存在模型失配、环境干扰等未知因素,由式(2.7-63)给出的预测值有可能偏离实际值,因此必须利用现有的实时信息进行反馈校正。

在 DMC 中,到下一采样时刻首先要检测对象的实际输出  $y(k+1)$ ,并与预测输出值比较,得到下一步预测误差值为

$$e(k+1) = y(k+1) - y_1(k+1) \quad (2.7-64)$$

这一误差信息反映了模型中未包含的不确定因素对输出的影响,可以用来修正基于模型的预测。若经过修正后的输出预测值为

$$Y_{Pc}(k+1) = Y_{P1}(k) + h e(k+1) \quad (2.7-65)$$

其中

$$Y_{Pc}(k+1) = \begin{bmatrix} y_c(k+1|k) \\ \vdots \\ y_c(k+N|k) \end{bmatrix}$$

校正向量为  $h = [h_1, \dots, h_N]^T$ 。

由于时间基点的移动,修正后的预测值  $Y_{Pc}(k+1)$  还需要通过移位才能成为  $(k+1)$  时刻的初始值  $Y_{P0}(k+1)$ ,即

$$y_{P0}(k+1+i|k+1) = y_{Pc}(k+i|k) \quad i=1, 2, \dots, P+1 \quad (2.7-66)$$

用矩阵形式可以表示为

$$Y_{P0}(k+1) = S Y_{Pc}(k+1) \quad (2.7-67)$$

其中移位矩阵

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & & \\ & 0 & \ddots & \ddots & \\ & & \ddots & \ddots & 0 \\ & & & 0 & 1 \end{bmatrix}$$



有了  $k+1$  时刻的初始值  $Y_{p0}(k+1)$ , 又可以用同样的方法进行  $k+1$  时刻的优化计算, 求出  $\Delta u(k+1)$ 。整个控制就是以这种结合反馈校正的滚动优化方式反复在线进行的。其算法在线计算流程如图 2.7-25 所示。

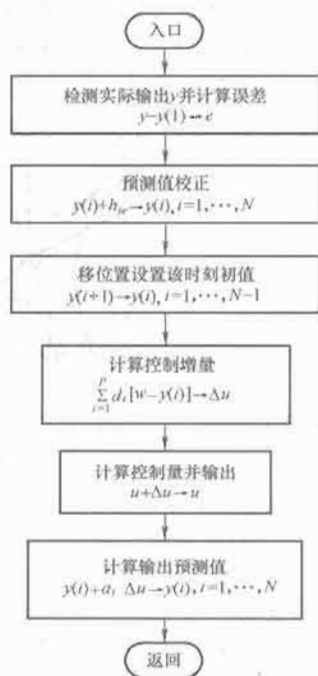


图 2.7-25 滚动优化在线计算流程

### 4.3 应用实例

三区电加热炉是一种具有大惯性、大时滞、强耦合的多变量非线性系统, 很难得到它的精确数学模型。采用局部线性化方法处理, 在某工作点上的线性化, 其数学描述为

$$Y(S) = G(S) U(S)$$

即

$$\begin{bmatrix} y_1(s) \\ y_2(s) \\ y_3(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) & g_{13}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) & g_{23}(s) \\ g_{31}(s) & g_{32}(s) & g_{33}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(s) \\ u_2(s) \\ u_3(s) \end{bmatrix}$$

其中

$$g_{ij}(s) = \frac{y_i(s)}{u_j(s)} = k_{ij} \frac{e^{-\tau_{ij}s}}{1 + T_{ij}s}$$

$$i=1, \dots, 3, j=1, \dots, 3$$

它表示系统的第  $i$  个输出与第  $j$  个输入之间的传递函数。

经分析, 被控对象有如下特性:

(1) 对象的数学模型相当复杂, 如存在非线性、分布参数和时变等, 但当输入变化量很小时可以线性化, 对于一特定的时刻可以认为是定常系统。

(2) 在  $\tau$ 、 $T$  不变时, 控制通道增益  $K$  越大, 则控制作用  $u(t)$  应越强; 反之,  $K$  越小, 则  $u(t)$  的影响应越弱。要达到相同的控制效果,  $u(t)$  应随  $K$  做相应调整;  $K$  大时, 控制增益  $K_c$  应小一些;  $K$  小时,  $K_c$  应大一些。

(3) 在  $K$  和  $\tau$  不变时,  $T$  的变动主要影响过渡过程的快慢,  $T$  越大则过渡过程越慢。而在  $K$  和  $\tau$  不变时,  $T$  的变动将同时影响系统的稳定性,  $T$  越大, 系统越易稳定, 过程越平稳。

(4) 时滞  $\tau$  的存在不利于控制。测量方面有了时滞, 使控制器不能及时发现被测量的变化情况; 控制方面有了时

滞, 使控制作用不能及时产生效应。若用  $\tau/T$  作为衡量指标, 则它反映了时滞的相对影响。

经过以上分析, 应采用以下控制措施: 该炉体分为多个区, 每区一个测温点, 根据相邻区段耦合的强弱, 决定是否采用解耦控制方式。另外, 该系统热惯性大, 存在纯滞后, 应选择适当的采样周期。本系统中, 采样周期  $T$  为 6s, DMC 的采样周期为 90s, 即每隔 15 个控制周期才计算一次 DMC。

另外, 在控制器设计中还采取了 DMC 与专家控制相结合的复合控制方案。将整个响应过程划分为线性区域和非线性区域, 在非线性区域采用专家控制, 在稳态邻域的线性区域, 采用 DMC 控制, 同时施以弱规则加以辅助调节。这样能有效地提高快速性, 消除滞后, 抑制干扰。DMC 与专家控制相结合的控制方案如表 2.7-2 所示, 具体的算法如下。

表 2.7-2 DMC 与专家控制相结合的控制方案

$y(t) \leq 1 + a_1$	DMC_status=0, $e \times \Delta e \leq 0, e \times \Delta e \geq 0$	$U(t)=1$
	DMC_status=1, $e \times \Delta e \leq 0, e \times \Delta e \geq 0$	$U(t)=0.8$
$1 + a_1 < y(t) \leq a_2$	$e \times \Delta e \leq 0, e \times \Delta e \geq 0$	$U(t) = U(t-1) + \text{DMC}$
	$e$ 恒定持续 $m$ 拍, $e < 0$	$U_0(t) = U(t-1) \times b_1$ $U(t) = U_0(t) + \text{DMC}$
$e$ 恒定持续 $m$ 拍, $e > 0$		$U_0(t) = U(t-1) \times b_2$ $U(t) = U_0(t) + \text{DMC}$
$y(t) > 1 + a_2$	$e \times \Delta e \leq 0, e \times \Delta e \geq 0$	$U(t)=0$

实验中, 取控温目标值为  $500^\circ\text{C}$ 。控制器设计中, 将响应过程划为三个区域,  $a_1 = -0.06$ ,  $a_2 = 0.03$ ,  $b_1 = 0.993$ ,  $b_2 = 1.007$ , DMC 参数  $N=50$ ,  $P=15$ ,  $M=1$ ,  $Q$  为单位对角阵,  $h_1=1$ ,  $h_2=h_3=\dots=h_N=0.99$ , 这样赋值使系统的抗扰作用会加强。

将上述算法运用在控制器中, 实验结果如图 2.7-26~图 2.7-27 所示。

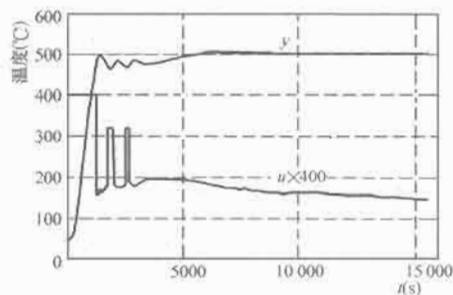


图 2.7-26 DMC 实验曲线 ( $r=0$ )

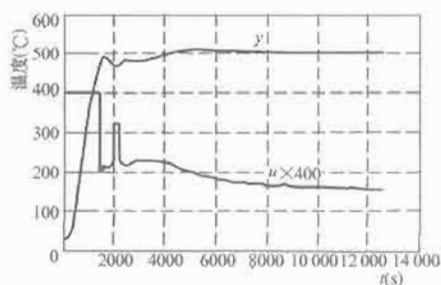


图 2.7-27 DMC 实验曲线 ( $r=0.01$ )



图 2.7-26 所显示的实验中, 控制权矩阵  $R$  取为零矩阵, 即对控制量不加以约束。从控制量曲线中可以看出控制量在振荡了三次后逐渐趋向稳定, 温度最大值为  $504^{\circ}\text{C}$ , 超调量为  $0.8\%$ , 超调量较小。

图 2.7-27 所显示的实验中, 控制权矩阵  $R$  取为主对角元素系数为  $0.01$  的对角矩阵, 对控制量加以小约束。从控制量曲线中可以看出控制量振荡次数减小, 控制量在振荡了一次后逐渐趋向稳定, 温度最大值为  $510^{\circ}\text{C}$ , 超调量为  $2\%$ 。

从多次实验中可以看出 DMC 控制算法可以对控制量施以一定的约束, 可以更好地控制系统的动态过程, 且稳态精度较高。

## 5 滑模变结构控制

通常, 控制器的设计一般基于物理系统的标称模型, 当系统不确定性存在时, 基于标称模型设计的控制系统往往难以达到预期的目的。如何基于标称模型和不确定性的综合考虑设计出行之有效的控制器是人们极为关心的问题, 变结构控制理论 (Variable Structure Control, VSC) 就是这类控制策略中的典型代表。通常, 系统结构或系统控制结构的改变都会使整个系统的结构发生变化, 这称为广义的变结构控制系统。例如典型的由“棒棒”控制器构成的系统, 但这类系统还不是通常所说的滑模变结构控制系统。

滑模变结构控制理论 (Sliding Mode Variable Structure Control, SMVSC) 是由俄罗斯学者 Emelyanov 提出, Utkin 等人倡导的一种特殊的非线性控制理论。它利用控制作用的不连续特性, 使系统在两个控制之间切换, 从而产生一种与原系统无直接关系的新运动——滑动模态。这种运动有两个主要的优点: 首先, 可以通过选择适当的滑模面来实现系统的动力学特征, 以满足闭环系统的性能指标; 其次, 当系统处在滑动模态时, 系统对满足匹配条件 (即干扰矩阵处在控制通道中) 的参数变化与外部扰动具有完全不变性。这种不变性表明, 滑模控制非常适合作为一种不确定系统的鲁棒控制器。目前, 基于滑动模态的变结构控制理论在国际上受到了广泛重视。

滑模控制理论经过几十年的发展, 已经形成了比较完整的理论体系。随着滑模变结构控制理论的发展, 它适用的系统与控制任务已越来越广, 涉及确定与不确定系统、同步与时滞系统、连续与离散系统、线性与非线性系统、集中参数与分布参数系统、随机系统、大系统等。目前已经在电力、机器人、航天器等系统中得到了广泛应用。

### 5.1 滑模变结构控制的基本概念

本小节将用一个例子来说明滑模变结构控制理论的基本概念。

考虑一控制系统, 被控对象是线性定常的, 设系统由下列方程描述

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + u \end{cases} \quad (2.7-68)$$

式中:  $x_1, x_2$  为状态方程;  $a_1, a_2$  为固定参数;  $u$  为控制。

由  $x_1$  构造一个控制作用

$$u = -\phi x_1 \quad (2.7-69)$$

当  $\phi = a$  时,  $a$  为常数, 得到一种结构

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 - a x_1 \end{cases} \quad (2.7-70)$$

当  $\phi = -a$  时, 得到另外一种结构

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 - a_2 x_2 + a x_1 \end{cases} \quad (2.7-71)$$

故系统有两个线性结构, 或者说有两个线性模型。

假设  $a_2 < 0$ , 并对  $a$  作适当限制, 使得当  $\phi = a$  时, 系统特征方程有正实部复根; 当  $\phi = -a$  时, 特征方程有一正一负实根, 则其相平面图分别如图 2.7-28 和图 2.7-29 所示。

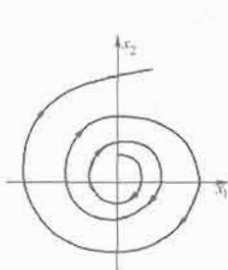


图 2.7-28 不稳定  
焦点相轨迹

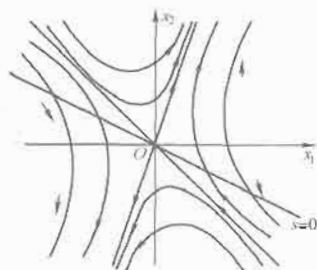


图 2.7-29 不稳定  
鞍点相轨迹

从图 2.7-28 和图 2.7-29 中可以看出, 每一种结构都不稳定。当  $\phi = a$  时, 为不稳定焦点; 当  $\phi = -a$  时, 为不稳定鞍点。

如果选取一条直线  $s=0$  (见图 2.7-29), 即  $Cx_1 + x_2 = 0$ ; 通过选择合适参数  $C$ , 使它位于  $x_1$  轴与  $\phi = -a$  时双曲线轨迹的渐近线之间; 则在  $x_1 = 0$  和  $s=0$  这两条直线上改变系统结构时, 可以使系统稳定。

考虑结构改变的规律如下:

$$\phi = \begin{cases} a & \text{if } x_1 s > 0 \\ -a & \text{if } x_1 s < 0 \end{cases} \quad (2.7-72)$$

注意到图 2.7-30: 当  $x_1 > 0, s > 0$  (I 区) 和  $x_1 < 0, s < 0$  (III 区) 时, 相轨迹为不稳定焦点的轨迹; 当  $x_1 < 0, s > 0$  (II 区) 和  $x_1 > 0, s < 0$  (IV 区) 时, 相轨迹为鞍点的轨迹。

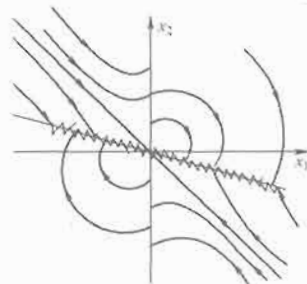


图 2.7-30 滑模切换示意图

从图 2.7-30 可见, 从任意初始条件出发的状态点, 总会碰到直线  $s=0$ ; 一旦进入直线  $s=0$ , 系统的相轨迹在直线  $s=0$  两边指向相对, 即在 I 区与 IV 区间来回切换, 直至原点, 如图 2.7-30 所示  $s=0$  上的锯齿运动。直线  $s=0$  是控制产生切换的边界线, 由于控制切换, 直线  $s=0$  常称为滑模切换线。

若系统的运动一旦进入滑模切换线, 即所谓的滑动模态, 则满足  $Cx_1 + x_2 = 0$ , 考虑到  $s = Cx_1 + x_2 = 0$  与  $\dot{x}_1 = x_2$  可得

$$\dot{x}_1 + Cx_1 = 0 \quad (2.7-73)$$

这种描述滑模切换运动的方程称为滑动模态方程, 显然此方程的解为

$$x_1(t) = \bar{x}_1(t_1) e^{-Ct} \quad (2.7-74)$$

式中:  $\bar{x}_1(t_1)$  为首次进入直线  $s=0$  时的状态。

可见,若正确选择滑模切换线,引入滑动模态之后,两种结构都不稳定的系统是可以稳定的。更为重要的是,它产生了一种新的滑模运动。

## 5.2 滑模变结构控制的数学描述

### 5.2.1 滑模控制的基本思想

考虑非线性系统

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (2.7-75)$$

其中,  $x \in R^n$ ,  $u \in R^m$ ,  $t \in R$ 。

选取滑模函数  $s(x) \in R^m$ , 并寻求控制

$$u_i(x) = \begin{cases} u_i^+(x) & s_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & s_i(x) < 0 \end{cases} \quad (2.7-76)$$

使得:

(1) 滑模面 [即滑模函数  $s_i(x) = 0$  的超平面] 以外的相轨迹于有限时间内到达滑模面。这称之为到达条件, 即满足

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \dot{s} < 0, \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \dot{s} > 0 \quad (2.7-77)$$

此时系统的运动称为趋近运动或趋近模态。

(2) 滑模面上的降阶系统 (当系统处于滑模面上, 系统此时阶次降低, 因而简称降阶系统) 的运动渐近稳定, 动态品质良好。此时系统的运动称为滑动模态。

这种通过切换控制迫使系统产生一种具有良好动态品质的滑动模态运动的控制系统, 称为滑动模态变结构控制系统, 简称滑模控制系统。

### 5.2.2 滑模变结构控制系统的设计

滑模控制系统的设计通常被认为是一种综合方法, 其特点是简单、灵活。设计滑模控制系统的基本步骤, 包括两个相对独立的部分。

(1) 设计滑模函数  $s(x)$ , 使它所确定的滑动模态渐近稳定且有良好的品质。

(2) 寻求滑模控制  $u^\pm(x)$ , 使系统满足滑模到达条件式 (2.7-77), 从而形成滑动模态。

这样, 滑模变结构控制既保证趋近运动 (此时并不具备滑动模态的特征) 于有限时间到达滑模面, 又保证了滑模面是滑动模态区。一旦滑模函数  $s(x)$  和滑模变结构控制  $u^\pm(x)$  都得到了, 滑模变结构控制系统就完全建立起来了。

### 5.2.3 滑模控制系统的“不变性”

从以上讨论可以看出, 滑模控制系统的运动一般包含两个过程, 即趋近运动 (或称趋近模态) 与滑动模态运动。系统一旦进入滑动模态运动, 则对满足一定条件的内部参数扰动与外部扰动具有完全的自适应性或称“不变性”。

考虑下面不确定控制系统

$$\dot{x} = f(x, t) + \Delta f(x, t, p) + [B(x, t, p) + \Delta B(x, t, p)] u \quad (2.7-78)$$

式中:  $\Delta f$ 、 $\Delta B$  为适当维数的不确定性;  $p$  为不确定参数。

选择滑模函数  $S(x, t)$ , 则

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} [f + \Delta f + (B + \Delta B) u] \quad (2.7-79)$$

一旦系统处于滑模面, 由等效控制原理 (即  $\dot{S} = 0$  所求得的控制) 可知, 等效控制满足

$$u_{eq} = - \left[ \frac{\partial S}{\partial x} (B + \Delta B) \right]^{-1} \left[ \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} (f + \Delta f) \right] \quad (2.7-80)$$

其中, 假设  $\frac{\partial S}{\partial x} B$  可逆。将等效控制式 (2.7-80) 代入系统式

(2.7-78), 得系统的滑动模态

$$\dot{x} = f + \Delta f - (B + \Delta B) \left[ \frac{\partial S}{\partial x} (B + \Delta B) \right]^{-1} \times \left[ \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} (f + \Delta f) \right] \quad (2.7-81)$$

假设存在  $K_1$ ,  $K_2$  使得不确定项满足

$$\Delta f = BK_1, \quad \Delta B = BK_2 \quad (2.7-82)$$

把式 (2.7-82) 代入式 (2.7-81) 得

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f + BK_1 - (B + BK_2) \left[ \frac{\partial S}{\partial x} (B + BK_2) \right]^{-1} \times \\ &\quad \left[ \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} (f + BK_1) \right] \\ &= f + BK_1 - B(I + K_2) \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} B \right) (I + K_2) \right]^{-1} \times \\ &\quad \left[ \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial x} (f + BK_1) \right] \\ &= f + BK_1 - B(I + K_2)(I + K_2)^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial x} B \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f - \\ &\quad B(I + K_2)(I + K_2)^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial x} B \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} BK_1 - \\ &\quad B(I + K_2) \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} B \right) (I + K_2) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.7-83)$$

化简式 (2.7-83), 则系统滑动模态为

$$\dot{x} = \left[ I - B \left( \frac{\partial S}{\partial x} B \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} \right] f - B \left( \frac{\partial S}{\partial x} B \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial t} \quad (2.7-84)$$

这表明滑动模态方程式 (2.7-84) 此时与系统的参数扰动与外部扰动无关, 即滑动模态对未知扰动与不确定性具有“完全适应性”, 通常称之为“不变性”。

通常称条件式 (2.7-82) 为滑动模态的匹配条件。

从理论上讲, 只要不确定性与未知扰动有界, 就可以通过适当的滑模控制使系统在有限时间内到达预先设计的滑模面。如果不确定性与未知扰动满足匹配条件式 (2.7-82), 则此时的滑动模态对系统的不确定性与未知扰动具有完全的“不变性”。正是这种理想的“不变性”为不确定系统的控制提供了一种非常有效的途径。

### 5.2.4 滑模控制系统的“抖振”

实际系统中, 滑模控制系统在不同的控制逻辑中来回切换, 由于切换装置不可避免地存在惯性与滞后, 这种时间上的延迟与空间上的滞后导致实际滑动模态运动不是准确地发生在理想的滑模面上, 而是沿着理想的滑模面做抖动运动, 通常称之为“准滑动模态”, 即在理想的滑模面上叠加了自振, 这种现象, 称之为“抖振”。显然, 这种“抖振”是滑模控制系统自身固有的。这种固有的“抖振”现象成为滑模变结构控制理论在实际应用中的一大障碍。为了从理论上消除和削弱“抖振”, 众多学者提出了多种方法, 如边界层正则化法、趋近律法、连续化法等。同时, 随着计算机、大功率电子切换器件、机器人及电动机等技术的迅速发展, 为减弱“抖振”提供了物质基础, 滑模变结构控制理论和应用研究开始进入了一个新的阶段。

从以上几点可以看出, 滑模控制作为非线性控制理论的一个学科分支有着鲜明的特点, 即滑动模态的理想“不变性”与自身所固有的“抖振”。经过 20 余年的发展, 尽管滑模控制理论的研究取得了极大的进展, 但仍然有许多理论问题尚需进一步研究。

### 5.3 不确定系统的滑模变结构控制

考虑下列具有参数不确定系统

$$\dot{x} = (A + \Delta A)x(t) + (B + \Delta B)u(t) + f(t) \quad (2.7-85)$$

$x \in R^n, u \in R^m$

式中:  $\Delta A$  和  $\Delta B$  表示相应系数矩阵的不确定部分;  $f(t)$  表示外部扰动。

假设不确定性与外部扰动满足下列条件。

假设 1:  $(A, B)$  能控。

假设 2: 不确定性与外部扰动满足“匹配条件”:

$$\text{rank}(B, \Delta B) = \text{rank}(B, \Delta A) = \text{rank}(B, f) = \text{rank}(B) = m$$

假设 3: 存在已知常数  $\delta_a, \delta_b, \delta_f$ , 满足

$$\|\Delta A(t)\| \leq \delta_a, \|\Delta B(t)\| \leq \delta_b, \|\Delta f\| \leq \delta_f \quad (2.7-86)$$

现在的目标是要在上述条件下, 设计适当的滑模控制器使得不确定系统渐近稳定。依照设计滑模控制系统的基本步骤, 它包括两个相对独立的部分: 设计滑模函数  $s(x)$ , 使它所确定的滑动模态渐近稳定且有良好的品质; 寻求滑模控制  $u^+(x)$ , 使系统满足滑模到达条件, 即式(2.7-77)。

由假设 1 可知, 存在非奇异线性变换  $x = Mz$ , 将系统式(2.7-85)化成标准型

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} + \Delta A_{21}(t) & A_{22} + \Delta A_{22}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I_m + \Delta B_2 + f_2 \end{bmatrix} u \quad (2.7-87)$$

其中,  $z_1 \in R^{n-m}, z_2 \in R^m$ 。

$$M^{-1}AM = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, M^{-1}B = \begin{bmatrix} 0 \\ I_m \end{bmatrix} \quad (2.7-88)$$

而相应的系数扰动矩阵, 由假设 2 知可以表达成下列形式

$$M^{-1}\Delta AM = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \Delta A_{21} & \Delta A_{22} \end{bmatrix}, M^{-1}\Delta B = \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta B_2 \end{bmatrix}, \quad M^{-1}f = \begin{bmatrix} 0 \\ f_2 \end{bmatrix} \quad (2.7-89)$$

考虑滑模面函数  $S = Cx = 0$ , 则在非奇异变化下, 相应的滑模面函数变为

$$S = CMz = C_1 z_1 + C_2 z_2 = 0 \quad (2.7-90)$$

式中:  $C_2$  为可逆方阵。

因此当系统处于滑模面上时(即  $S=0$ ), 滑模运动可以表示为

$$z_2 = -Fz_1 \quad (2.7-91)$$

其中  $F = C_2^{-1}C_1$ 。此时系统的降阶方程为

$$\dot{z}_1 = A_{11}z_1 + A_{12}z_2 \quad (2.7-92)$$

把式(2.7-91)代入式(2.7-92)得

$$\dot{z}_1 = (A_{11} - A_{12}F)z_1 = (A_{11} - A_{12}C_2^{-1}C_1)z_1 \quad (2.7-93)$$

显然, 可以用传统的极点配置法、最优化方法、特征向量配置法、集合方法等来确定反馈系数矩阵  $F$ 。考虑到  $C_1$  与  $C_2$  的齐次性, 取  $C_2 = I_m$ , 则  $C_1 = F$ 。由式(2.7-90)可得, 滑模面的系数可设计为

$$C = (F, I_m)M^{-1} \quad (2.7-94)$$

由式(2.7-91)与式(2.7-92)可以看出, 在假设 2 下滑模运动与不确定扰动  $\Delta A$ 、 $\Delta B$  及  $f$  无关, 这说明滑模变结构控制对满足匹配条件的不确定性具有很好的鲁棒性能。

下面构造适当的滑模变结构控制, 使得系统能在有限的时间内实现滑模运动。考虑下列滑模变结构控制规律

$$u = -(CB)^{-1}[CAx + wS + k\text{sgn}(S)] \quad (2.7-95)$$

当  $k > 0, w \geq 0$  则有

$$\begin{aligned} S^T \dot{S} &= S^T [C\Delta Ax - uS - k\text{sgn}(S) - C\Delta B(CB)^{-1} \times \\ &\quad (CAx + uS + k\text{sgn}(S)) + Cf] \\ &\leq -w \sum_i S_i^2 - k \sum_i |S_i| + \|S\| \times \\ &\quad \|C\| [\delta_a \|x\| + \delta_b \|(CB)^{-1}CAx\| + \\ &\quad \|(CB)^{-1}\|(\delta_b w \cdot \|S\| + \delta_b k) + Cf] \\ &\leq -w \|S\|^2 - k \|S\| + \|S\| \cdot \|C\| [\delta_a \|x\| + \\ &\quad \delta_b \|(CB)^{-1}CAx\| + w \|(CB)^{-1}\| \cdot \|S\| + \\ &\quad k \|(CB)^{-1}\|] + S^T Cf \\ &\leq -[w - w\delta_b \|C\| \cdot \|(CB)^{-1}\|] \|S\|^2 - \\ &\quad [k - \delta_a \|C\| \cdot \|x\| - \delta_b \|C\| \|(CB)^{-1}CAx\| - \\ &\quad k\delta_b \|C\| \cdot \|(CB)^{-1}\| - \delta_f \|C\|] \|S\| \end{aligned}$$

因此, 当条件

$$\begin{aligned} 0 &\leq \delta_b < \frac{1}{\|C\| \cdot \|(CB)^{-1}\|} \\ k &> \frac{\|C\| [\delta_a \cdot \|x\| + \delta_b \|(CB)^{-1}CAx\| + \delta_f]}{1 - \delta_b \|C\| \cdot \|(CB)^{-1}\|} \end{aligned}$$

成立时,  $S^T \dot{S} < 0$ , 也即控制式(2.7-95)保证了滑模的到达条件成立。这样即完成了整个滑模变结构控制系统的设计。

通常, 滑模控制器还有多种设计方法, 感兴趣的读者可以参考相关专著。需要说明, 以上考虑的不确定系统式(2.7-85)本质上是不确定线性系统, 通常非线性系统、不确定非线性系统、不确定非线性时滞系统的滑模控制器设计与之完全类似, 只不过需要加入李导数、李括号等非线性微分几何的知识而已, 其设计与思路是相同的。

### 5.4 应用实例

无刷直流电动机(简称 BLDCM)工作在二二导通星形三相六状态方式下, 三相绕组反电动势波形为相差  $120^\circ$  的正弦波, 电动机在工作过程中磁路不饱和, 不计涡流和磁路损耗, 三相绕组完全对称。三相绕组为星形连接, 且没有中线, 有  $i_a + i_b + i_c = 0$ , 则三相绕组的电压平衡方程式可以表示为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 \\ 0 & 0 & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e k_e \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

式中:  $u_a, u_b, u_c$  为定子相绕组电压;  $i_a, i_b, i_c$  为定子相绕组电流;  $\omega_e$  为转子电角速度;  $\theta_r$  为转子电角度;  $k_e$  为电压系数;  $L$  为每相绕组的自感;  $M$  为每两相绕组间的互感。

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{p}{2} k_e [i_a \sin(\theta_r) + i_b \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) + i_c \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3})]$$

机械运动方程为

$$T_e = J \left( \frac{2}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \left( \frac{2}{p} \right) \omega_r + T_l$$

式中:  $p$  为极对数;  $T_l$  为负载转矩;  $J$  为电动机的转动惯量;  $B_m$  为电动机的阻尼系数;  $\theta_r$  为转子电角度,  $\theta_r = \omega \int dt$ ;  $\theta_m$  为转子机械角度,  $\theta_m = \theta_r(2/p)$ 。

位置伺服系统的控制目标是使转子的机械角位置  $\theta_m$  实时跟随期望值  $\theta_i$ , 要求快速准确、无超调等。通常, 当系统存在不确定因素如负载变换时, 常规 PID 控制较难满足上述控制要求。滑模变结构控制的优点就是能够克服系统的不确定性, 对外界干扰具有很强的鲁棒性。无刷直流电动机位置伺服系统变结构控制方框图如图 2.7-31 所示, 系统包含直流电动机部分、PWM 驱动部分和变结构控制器部分。



图 2.7-31 变结构控制无刷直流电动机位置伺服系统  
通过系统简化, 可得系统描述方程为

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = X_2 \\ \dot{X}_2 = X_3 \\ \dot{X}_3 = -a_2 X_2 - a_3 X_3 + bU - f(t) \\ Z = r - X_1 \end{cases}$$

其中

$$a_2 = \frac{(R+G_i)B_m + 1/2pk_e}{J(L-M)}, \quad a_3 = \frac{R+G_i}{L-M} + B_m$$

$$b = 1/2pk_e \frac{G_i}{J(L-M)}$$

$$f(t) = \frac{(R+G_i)}{J(L-M)} T_1 + \frac{1}{J} \frac{dT_1}{dt}$$

式中:  $X_1 = \theta_m$  为转子机械角位置;  $r = \theta_i$  为输入参考角位置, 如图 2.7-32 所示。

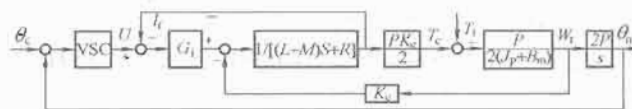


图 2.7-32 变结构控制无刷直流电动机位置  
伺服系统的简化动态模型

无刷直流电动机位置伺服系统包括变结构控制器、电流环、PWM 驱动和电动机动态数学模型。无刷直流电动机参数为: 定子电阻  $R=2.7\Omega$ , 定子电感  $L=0.8\text{mH}$ , 磁极  $P=6$ ,  $K_e=0.036\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}$ ,  $J=6.1\times 10^{-5}\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ,  $B_m=0$ ,  $C_i=10$ , 电压  $U_{dc}=54\text{V}$ 。

选择滑模函数  $S=c_1(X_1-r)+c_2X_2+X_3$ , 由极点配置法可得  $c_1=1200$ ,  $c_2=50$ 。按经典滑模控制器设计法, 选择控制器结构

$$U = \{(-c_1X_2 + a_2^0X_2 + (c_2 - a_3^0) \cdot [c_1(X_1-r) + c_2X_2]) / b^0 + (\Psi_1|X_1-r| + \Psi_2|X_2| + \Psi_3|X_3|)M_\delta\}$$

式中:  $a_2^0$ 、 $a_3^0$ 、 $b^0$  为各自的名义值;  $M_\delta = \delta / (|S| + \delta)$  为符号函数的代替函数, 其中,  $\delta = \delta_0 + \delta_1|X_1-r|$ ,  $\delta_0$ 、 $\delta_1$  为正常数。

参数  $\Psi_i (i=1, 2)$  和  $\psi_3$  满足

$$\begin{cases} \Psi_1 < |\Delta a_1 - a_1^0 \Delta b / b^0 + c_{i-1} \Delta b / b^0 - c_i(c_{i-1} - a_i^0)(1 + \Delta b / b^0)| / b \\ \Psi_3 < |\Delta a_3 + a_3 - c_2| / b \end{cases}$$

则能确保滑模到达条件  $\dot{S}S < 0$ 。根据系统变化, 确定控制器为

$$U = \{ (a_2^0 - 1200)X_2 + (a_3^0 - 50) \times [-1200(X_1 - r) - 50X_2] \} / b^0 + (-10|X_1 - r| - 0.1|X_2| - 0.001|X_3|)M_\delta$$

$$M_\delta = \delta / (|S| + \delta), \quad \delta = 10 + 200|X_1 - r|$$

系统的仿真结果如图 2.7-33 和图 2.7-34 所示。图 2.7-33 显示了随角位置变化时传统 PID 控制与滑模变结构控制测量下的动态响应, 可以清楚地看到无论有无负载扰动, 滑模变结构控制均能很好地适应, 系统都有很好的动态响应。图 2.7-34 显示了在常值干扰下, 滑模变结构控制可以使系统更快地趋于稳定状态。理论上表明滑模变结构控制对系统的参数变化、负载扰动等具有很强的鲁棒性。

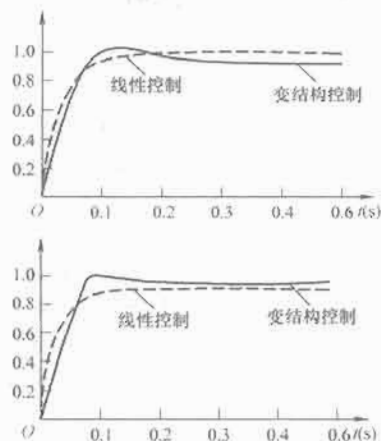


图 2.7-33 滑模变结构控制和 PID 控制下的  
角位置响应

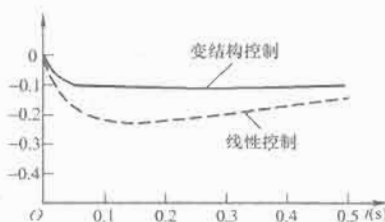


图 2.7-34 常值负载时两种控制下的角位置响应

## 6 鲁棒控制

实际的物理系统及其工作环境中不可避免地存在各种不确定性, 如参数变化、未建模动态特性、平衡点的变化、传感器噪声、不可预测的干扰输入等。为使得控制系统能够可靠工作, 在分析设计阶段就应该考虑不确定性对系统性能的影响。如果控制系统能在一定程度上容忍系统的不确定性, 使不确定性对系统的某种性能指标所造成的影响保持在可以接受的范围之内, 这样的系统称之为鲁棒控制系统。鲁棒控制理论是 20 世纪末发展起来的控制理论重要分支。

所谓鲁棒性(Robustness), 是指标称系统所具有的某一种性能品质对于系统的不确定性集均成立。如果所关心的是系统的稳定性, 那么就称该系统是稳定鲁棒的; 如果系统在鲁棒稳定的前提下, 其他某一性能指标(干扰抑制、跟踪性能)也具有鲁棒性, 那么就称该系统是性能鲁棒的。

鲁棒控制理论一般包括两类问题: 鲁棒性分析与鲁棒性综合。鲁棒性分析是根据给定的标称系统和不确定性集合, 找出保证系统鲁棒性所需的条件; 而鲁棒性综合(鲁棒控制器设计问题)则根据给定的标称模型和不确定性集合, 基于鲁棒性分析得到的结果来设计一个控制器, 使得闭环系统满足期望的性能要求。主要的鲁棒控制理论有 Kharitonov 区



间理论、 $H_\infty$ 控制理论、结构奇异值理论( $\mu$ 理论)。

注意到鲁棒控制系统的实际控制效果并非一定总是最优的,因为鲁棒控制的目标是保证在最不利的情况下,系统仍然能满足工作要求的基本性能指标,如果最不利的情况没有发生,其他的控制方法可能会有更好的控制效果。

## 6.1 稳定鲁棒性

系统的不确定性一般可以分为两类,即参数不确定性与结构不确定性。下面分两种情况来讨论系统鲁棒稳定性的基本概念。

### 6.1.1 参数不确定系统的稳定鲁棒性

考察二阶系统

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + as + 1}$$

的不确定性参数  $a \in [a^-, a^+]$  可以代表带阻尼的弹簧装置、RLC 电路等。这种不确定性通常不会改变系统的结构和阶次。

通常,对于简单的参数不确定系统,基于系统的闭环特征根多项式与不确定参数之间的直接关系,通过经典的劳斯(Routh)判据或赫尔维茨判据(Hurwitz),可以确定闭环系统稳定时不确定参数的允许变化范围。当系统的不确定参数个数多于 2 个时,上述方法难以得出结论,需要利用下面的 Kharitonov 定理。

假设闭环系统的特征多项式为

$$f(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (2.7-96)$$

其中系统不确定参数满足

$$a_i^- \leq a_i \leq a_i^+, \quad i=0, 1, \dots, n$$

通常称式(2.7-96)为区间多项式。

当多项式(2.7-96)所有特征根都具有负实部时,称它是 Hurwitz 的。显然,这是个无穷检验问题。俄国学者 Kharitonov 于 1978 年给出了关于判断区间多项式稳定性的 4 多项式定理,为研究参数不确定系统的鲁棒性分析奠定了基础。

**Kharitonov 定理:** 区间多项式(2.7-96)全体都是 Hurwitz 的充分必要条件是如下定义的 4 个 Kharitonov 多项式

$$\begin{aligned} P_1(s) &= a_0^+ + a_1^+ s + a_2^- s^2 + a_3^- s^3 + a_4^+ s^4 + a_5^+ s^5 + \dots \\ P_2(s) &= a_0^- + a_1^+ s + a_2^+ s^2 + a_3^- s^3 + a_4^- s^4 + a_5^+ s^5 + \dots \\ P_3(s) &= a_0^+ + a_1^- s + a_2^- s^2 + a_3^+ s^3 + a_4^+ s^4 + a_5^- s^5 + \dots \\ P_4(s) &= a_0^- + a_1^- s + a_2^+ s^2 + a_3^+ s^3 + a_4^- s^4 + a_5^- s^5 + \dots \end{aligned} \quad (2.7-97)$$

都是 Hurwitz 的。显然, Kharitonov 定理的意义在于它将区间多项式是否是 Hurwitz 的无穷检验变为了有限检验。

例如,某不确定系统的传递函数为

$$G(s, r) = \frac{s^3 + 2s^2 - 2s + 1}{s^4 + r_3 s^3 + r_2 s^2 + r_1 s + 1}$$

其中,不确定参数变化范围为

$$r_1 \in [4, 5], \quad r_2 \in [3, 4], \quad r_3 \in [2, 3]$$

则单位负反馈后,闭环系统的特征多项式为

$$\begin{aligned} s^4 + r_3 s^3 + r_2 s^2 + r_1 s + 1 + s^3 + 2s^2 - 2s + 1 \\ = s^4 + p_3 s^3 + p_2 s^2 + p_1 s + 2 \end{aligned}$$

其中

$$p_1 \in [2, 3], \quad p_2 \in [5, 6], \quad p_3 \in [3, 4]$$

此时,闭环系统稳定当且仅当下面的 4 个多项式稳定

$$F_1(s) = 2 + 3s + 5s^2 + 3s^3 + s^4$$

$$F_2(s) = 2 + 3s + 6s^2 + 3s^3 + s^4$$

$$F_3(s) = 2 + 2s + 5s^2 + 4s^3 + s^4$$

$$F_4(s) = 2 + 2s + 6s^2 + 4s^3 + s^4$$

### 6.1.2 结构不确定系统的稳定鲁棒性

控制系统模型的不确定性不仅仅局限于参数不确定性,往往更多的是系统的未知扰动。考虑如图 2.7-35 所示系统,其中  $M(s)$  为已知系统,  $\Delta(s)$  为未知扰动,二者皆是在  $S$  右半平面解析的有理函数矩阵。我们不加证明地给出 Nyquist 稳定判据的一个推广——小增益定理

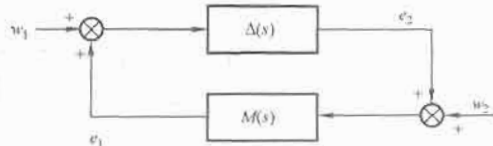


图 2.7-35 小增益定理

**小增益定理:** 设系统  $M(s)$ 、 $\Delta(s)$  均是  $L_\infty$  稳定的(或者  $L_2$  稳定),并且它们系统增益的乘积  $\|M(s)\|_\infty \times \|\Delta(s)\|_\infty < 1$  [或者  $\|M(s)\|_2 \times \|\Delta(s)\|_2 < 1$ ], 则闭环系统是内稳定的。

由小增益定理,容易导出各种扰动模型系统的稳定鲁棒性条件。

(1) 基本扰动模型的稳定鲁棒性条件。考虑如图 2.7-36 所示系统,由小增益定理可知,基本扰动模型鲁棒稳定的条件是

$$\|M(s)\|_\infty \times \|\Delta(s)\|_\infty < 1 \quad (2.7-98)$$

当扰动块是线性定常系统时,对于 SISO 系统,式(2.7-98)可以进一步表示为

$$|M(j\omega)| \times |\Delta(j\omega)| < 1 \quad (2.7-99)$$

对于 MIMO 系统,式(2.7-98)可以进一步表示为

$$\sigma[M(j\omega)] \times \sigma[\Delta(j\omega)] < 1 \quad (2.7-100)$$

由式(2.7-98)可以看出

$$\|\Delta(s)\|_\infty < \|M(s)\|_\infty^{-1} \quad (2.7-101)$$

$\|M(s)\|_\infty^{-1}$  通常可以表示为  $\|F(G, K)\|_\infty^{-1}$ ,  $G$  表示系统,  $K$  表示实施的反馈。显然,  $\|F(G, K)\|_\infty^{-1}$  表示系统鲁棒稳定时扰动  $\Delta(s)$  容许的上界。

因此,稳定鲁棒控制器设计问题可以化作如下的  $H_\infty$  的优化问题

$$\mu = \min_{K \in S(G)} \|F(G, K)\|_\infty \quad (2.7-102)$$

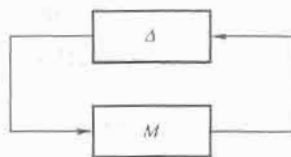


图 2.7-36 基本扰动模型

(2) 乘扰动模型稳定鲁棒性判据。考虑如图 2.7-37 所示不确定系统,名义对象模型为  $P(s)$ , 扰动模型为

$$P(s) = [1 + w(s)\Delta]p(s) \quad (2.7-103)$$

因扰动模型中扰动具有乘性因子  $w(s)\Delta p(s)$ , 故称乘扰动模型。

按照图 2.7-37 所示方法,可以将其变换成标准的基本

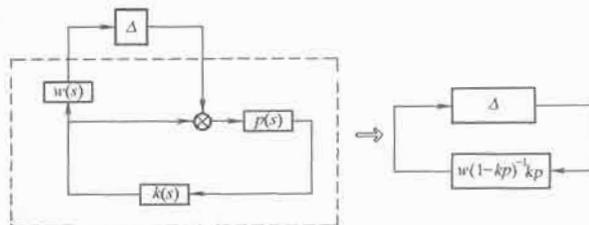


图 2.7-37 乘扰动模型



摄动模型。由小增益定理可知,乘摄动模型的鲁棒稳定条件是

$$\|w(1-pk)^{-1}pk\|_{\infty} \times \|\Delta(s)\|_{\infty} < 1 \quad (2.7-104)$$

对于标么化摄动  $\|\Delta(s)\|_{\infty} \leq 1$ , 则系统是鲁棒稳定的判据为

$$\|w(1-pk)^{-1}pk\|_{\infty} < 1 \quad (2.7-105)$$

(3) 加摄动模型稳定鲁棒性判据。考虑如图 2.7-38 所示不确定系统, 名义对象模型为  $P(s)$ , 摄动模型为

$$P(s) = w(s)\Delta + p(s) \quad (2.7-106)$$

因摄动模型中摄动具有加性因子  $w(s)\Delta$ , 故称加摄动模型。

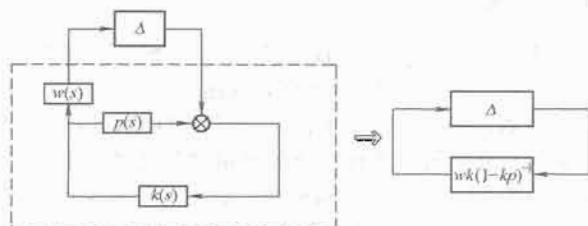


图 2.7-38 加摄动模型

按照如图 2.7-38 所示方法, 可以将其变换成标准的基本摄动模型。由小增益定理可知, 加摄动模型的鲁棒稳定条件是

$$\|wk(1-pk)^{-1}\|_{\infty} \cdot \|\Delta(s)\|_{\infty} < 1 \quad (2.7-107)$$

对于标么化摄动  $\|\Delta(s)\|_{\infty} \leq 1$ , 则系统是鲁棒稳定判据为

$$\|wk(1-pk)^{-1}\|_{\infty} < 1 \quad (2.7-108)$$

此外, 还有一种普遍的摄动模型系统, 即互质因子摄动模型系统, 同样可以基于小增益原理导出其鲁棒稳定的充要条件与鲁棒稳定判据。在此略去。

## 6.2 基于频域的鲁棒控制

现代控制理论的许多成果在理论上很漂亮, 但实际应用并不非常成功, 主要原因是忽略了对对象的不确定性, 并对系统所存在的干扰信号做了苛刻的要求。1981 年, 加拿大学者 James 提出了著名的  $H_{\infty}$  控制问题, 1988 年, Zhou 提出了  $H_{\infty}$  控制问题的状态反馈控制解, 1989 年, Doyle 提出了  $H_{\infty}$  控制问题的输出反馈控制解, 至此,  $H_{\infty}$  控制理论基本形成。

考虑如图 2.7-39 所示的广义系统。

图中,  $P(s)$  是一个线性时不变系统, 由以下状态空间描述

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u \\ z = C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y = C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{cases} \quad (2.7-109)$$

其中, 状态变量  $x \in R^n$ , 控制输入  $u \in R^m$ , 测量输出  $y \in R^p$ , 被调输出  $z \in R^r$ , 外部扰动  $w \in R^q$ ,  $K(s)$  是一个控制器的传递函数。特别需要指出: 外部扰动信号是不确定信号, 一般可描述为能量有限信号  $L_2$ 、幅度有限信号  $L_{\infty}$  与脉冲信号, 这里仅考虑能量有限信号  $L_2$ 。

$H_{\infty}$  控制的目的是设计一个控制器

$$u(s) = K(s)y(s) \quad (2.7-110)$$

使得闭环系统满足以下性能:

(1) 闭环系统是内部稳定的, 即闭环系统状态矩阵的所

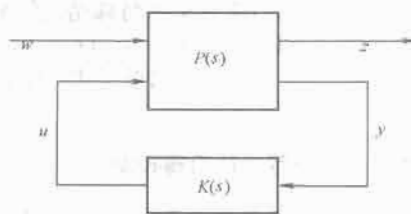


图 2.7-39 广义系统

有特征根均在左半开复平面中。

(2) 从扰动  $w$  到被调输出  $z$  的闭环传递函数  $T_{wz}(s)$  满足  $\|T_{wz}(s)\|_{\infty} < 1$ 。

具有这样性质的控制器称为系统式 (2.7-107) 的一个  $H_{\infty}$  控制器。

由式 (2.7-109) 可知,  $H_{\infty}$  控制器一般可以分为  $H_{\infty}$  状态反馈控制、 $H_{\infty}$  输出反馈控制与基于状态观测器的  $H_{\infty}$  状态反馈控制。通常称上述  $H_{\infty}$  控制器为标准  $H_{\infty}$  控制; 称使得闭环系统具有  $H_{\infty}$  性能  $\gamma$  即 [系统满足  $\|T_{wz}(s)\|_{\infty} < \gamma$ ] 的  $H_{\infty}$  控制器为  $\gamma$  次优的  $H_{\infty}$  控制器; 如果通过对  $\gamma$  的搜索, 使得闭环系统的扰动抑制  $\gamma$  最小化的控制器称为最优  $H_{\infty}$  控制器。

为简单起见, 在此仅考虑式 (2.7-110) 的  $H_{\infty}$  状态反馈控制, 即式 (2.7-109) 中  $C_2 = I$ ,  $D_{21} = D_{12} = 0$ 。假设系统的状态可以直接测量得到, 设计状态反馈控制器

$$u = Kx \quad (2.7-111)$$

使得相应闭环系统是渐近稳定的, 且闭环传递函数  $T_{wz}(s)$  满足

$$\|T_{wz}(s)\|_{\infty} = \|(C_1 + D_{12}K)[sI - (A + B_2K)]^{-1} \times B_1 + D_{11}\|_{\infty} < 1 \quad (2.7-112)$$

具有这样性质的控制律称为系统式 (2.7-109) 的一个  $H_{\infty}$  状态反馈控制。下面的定理给出了  $H_{\infty}$  状态反馈控制的最一般形式及其存在的充分必要条件。

**定理 2.7-3:** 对于  $(A, B_2)$  可稳定的广义系统式 (2.7-109), 使得系统渐近稳定并且满足  $\|T_{wz}(s)\|_{\infty} < \gamma$  的状态反馈控制式 (2.7-111) 增益  $K$  存在的充分必要条件是  $\gamma^2 I - D_{11}^T D_{11} > 0$ , 而且黎卡提 (Riccati) 方程

$$\begin{aligned} (A_F - B_F \Xi_F F^T C_F)^T X + X(A_F - B_F \Xi_F F^T C_F) + \\ X D_F D_F^T X - X B_F \Xi_F B_F^T X - \epsilon^{-1} X B_F \Phi_F^T \Phi_F B_F^T X + \\ C_F^T (I - F \Xi_F F^T) C_F + \epsilon I = 0 \end{aligned} \quad (2.7-113)$$

对于一个充分小的参数  $\epsilon > 0$  具有正定解  $X > 0$ 。如果这样的  $\epsilon$  和  $X$  存在, 则使得  $A + B_2 F$  稳定, 而且  $\|T_{wz}(s)\|_{\infty} < \gamma$  的状态反馈增益矩阵为

$$F = -\left(\frac{1}{2\epsilon} \Phi_F^T \Phi_F + \Xi_F\right) B^T X - \Xi_F F^T G_F \quad (2.7-114)$$

其中,

$$\begin{aligned} A_F &= A + B_1 (\gamma^2 I - D_{11}^T D_{11})^{-1} D_{11}^T C_1 \\ B_F &= B + B_1 (\gamma^2 I - D_{11}^T D_{11})^{-1} D_{11}^T D_{12} \\ C_F &= [I + D_{11} (\gamma^2 I - D_{11}^T D_{11})^{-1} D_{11}^T]^{1/2} C_1 \\ D_F &= B_1 (\gamma^2 I - D_{11}^T D_{11})^{-1/2} \\ F_F &= [I + D_{11} (\gamma^2 I - D_{11}^T D_{11})^{-1} D_{11}^T] D_{12} \\ \Xi &= \Sigma^T (\Sigma \Sigma^T)^{-1} (U^T R U) (\Sigma \Sigma^T)^{-1} \Sigma \\ R &= I + D_{11} (\gamma^2 I - D_{11}^T D_{11})^{-1} D_{11}^T \end{aligned}$$

特别地,  $U, \Sigma$  为满足  $\text{rank}(U) = \text{rank}(\Sigma) = \text{rank}(D_{12})$ ,  $D_{12} = U\Sigma$  的任意矩阵, 由此定义矩阵  $\Phi_F$  满足  $\Phi_F \Sigma^T = 0$ ,  $\Phi_F \Phi_F^T = I$ 。

如果系统式(2.7-109)满足某些特殊情况,如  $D_{11}=0$ ,  $D_{12}^T=[C \ D_{12}]=[0 \ I]$  或者  $D_{11}=0$ ,  $D_{12}=0$ , 则可由式(2.7-113)与定理 2.7-3 得到一些简单形式,读者可以参考有关专著。

### 6.3 基于线性矩阵不等式的鲁棒控制

6.2 节通过将系统的鲁棒分析和综合问题转化成一个 Riccati 方程的求解,给出了系统具有鲁棒性能的条件与鲁棒控制器的设计方法。尽管 Riccati 方程处理方法可以给出控制器的结构形式,便于理论分析,但往往需要设计者实现确定一些待定参数,且缺乏寻找这些参数最佳值的方法。此外, Riccati 型矩阵方程本身的求解尚存在一定的问题。

20 世纪 90 年代初期,随着求解凸优化问题的内点法的提出,线性矩阵不等式(LMI)再一次受到了控制界的关注;1995 年, Matlab 推出了求解线性矩阵不等式问题的 LMI 工具箱,从而使得人们能够更加方便和有效地处理和求解线性矩阵不等式系统,进一步推动了线性矩阵不等式方法在系统与控制领域中的应用。本节介绍采用基于 LMI 设计  $H_\infty$  控制器问题。

Schur 定理: 对给定对称阵  $S=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12}^T & S_{22} \end{bmatrix}$ , 其中  $S_{11} \in R^{r \times r}$ , 则下列三个条件是等价的。

- $S < 0$ ;
- $S_{11} < 0$ ,  $S_{22} - S_{12}^T S_{11}^{-1} S_{12} < 0$ ;
- $S_{22} < 0$ ,  $S_{11} - S_{12} S_{22}^{-1} S_{12}^T < 0$ 。

引理 2.7-4: 对系统式(2.7-109), 设  $\gamma > 0$  是一个给定的常数, 则以下条件也是等价的。

- (1) 系统式(2.7-109)是渐近稳定的, 且指标  $\|T_{zw}(s)\|_\infty = \|C_1(sI-A)^{-1}B_1+D_{11}\|_\infty < 1$  (2.7-115)
- (2) 存在一个对称矩阵  $P > 0$ , 使得

$$\begin{bmatrix} PA+A^T P & PB_1 & C_1^T \\ B_1^T P & -I & D_{11}^T \\ C_1 & D_{11} & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.7-116)$$

定理 2.7-4: 对系统式(2.7-109), 存在一个状态反馈  $H_\infty$  控制器, 当且仅当存在一个对称正定矩阵  $X$  和矩阵  $W$ , 使得以下矩阵不等式

$$\begin{bmatrix} AX+B_2W+(AX+B_2W)^T & B_1 & (C_1X+D_{12}W)^T \\ B_1^T & -I & D_{11}^T \\ C_1X+D_{12}W & D_{11} & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.7-117)$$

成立。进而, 如果矩阵不等式(2.7-117)存在一个可行解  $X$ 、 $W$ , 则  $u=WX^{-1}$  是系统式(2.7-109)的一个状态反馈  $H_\infty$  控制器, 且系统性能指标满足

$$\|T_{zw}(s)\|_\infty = \|(C_1+D_{12}K) \times [sI-(A+B_2K)]^{-1}B_1+D_{11}\|_\infty < 1 \quad (2.7-118)$$

证明: 将状态反馈控制器  $u=Kx$  代入系统式(2.7-119)得

$$\begin{cases} \dot{x}=(A+B_2K)x+B_1w \\ z=(C_1+D_{12}K)x+D_{11}w \end{cases} \quad (2.7-119)$$

由引理 2.7-1 可知, 系统式(2.7-119)是渐近稳定的, 且指标满足式(2.7-118), 当且仅当存在一个对称矩阵  $P > 0$ , 使得

$$\begin{bmatrix} P(A+B_2K)+(A+B_2K)^T P & PB_1 & (C_1+D_{12}K)^T \\ B_1^T P & -I & D_{11}^T \\ C_1+D_{12}K & D_{11} & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.7-120)$$

$$\begin{bmatrix} AP^{-1}+B_2KP^{-1}+(AP^{-1}+B_2KP^{-1})^T & B_1 & (C_1P^{-1}+D_{12}KP^{-1})^T \\ B_1^T & -I & D_{11}^T \\ C_1P^{-1}+D_{12}KP^{-1} & D_{11} & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.7-121)$$

定义  $X=P^{-1}$  和  $W=KX$ , 则式(2.7-121)变成式(2.7-117)。证毕。

线性矩阵不等式(2.7-121)是矩阵变量  $X$ 、 $W$  的一个 LMI, 因此, 可以利用 LMI 工具箱来求解线性矩阵不等式(2.7-121), 得到矩阵变量  $X$ 、 $W$ , 从而可以构造状态反馈  $H_\infty$  控制器  $u=WX^{-1}$ 。

### 6.4 应用实例

考虑直线永磁同步伺服电动机(LPMSM)位置控制系统。为消除不确定性因素的影响, 在速度环设计了  $H_\infty$  鲁棒反馈控制器以保证系统的鲁棒稳定和鲁棒性能。由于  $H_\infty$  反馈控制器构成的闭环系统能够处理扰动与扰动等不确定因素, 可利用 PI 控制来设计构成渐近稳定的位置反馈环, 通过选择较高的积分增益增强系统的响应能力, 同时对负载扰动亦具有较强的抑制能力。

选择合适状态变量, 可得到增广对象的状态空间实现为

$$\begin{cases} \dot{x}=Ax+B_1w+B_2u \\ z=C_1x+D_{12}u \end{cases} \quad (2.7-122)$$

其中

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D}{M} & 0 & \frac{K_T}{M} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D}{M} & 0 & \frac{K_T}{M} \\ 0 & \frac{DK_P}{M} - K_I & 0 & -\frac{K_P K_T}{M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{DK_P}{M} - K_I & 0 & -\frac{K_P K_T}{M} \end{bmatrix}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{M} \\ 0 \\ \frac{K_P}{M} \\ 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ K_r & 0 \\ 0 & K_r \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & -q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_3 & -q_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix}$$

式中:  $K_P$  和  $K_I$  分别为比例增益和积分增益;  $q_1 > 0$ ,  $q_2 > 0$ ,  $q_3 > 0$ ,  $r_1 > 0$ ,  $r_2 > 0$  为加权系数。因此, 可将问题归结为标准的  $H_\infty$  问题。

由于  $D_{12}$  列满秩,  $(A, B_2)$  可稳定, 即

$$G(s) = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & 0 & D_{12} \\ I & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

对于被控对象式(2.7-122)要求设计状态反馈控制器  $u=Kx$ , 使得系统内部稳定且  $\|T_{zw}(s)\|_\infty < 1$ 。

由前面可知, 对于给定对象式(2.7-122), 存在状态反

馈矩  $K$  使得系统内部稳定且  $\|T_{\infty}(s)\|_{\infty} < 1$  的充分必要条件是存在正定阵  $X$  满足 Riccati 不等式

$$A^T X + XA + XB_1 B_1^T X + C_1^T C_1 - (XB_2 + C_1^T D_{12})(D_{12}^T D_{12})^{-1}(XB_2 + C_1^T D_{12})^T < 0$$

若不等式有正定解  $X$ , 则使闭环系统稳定且满足鲁棒稳定性能的状态反馈增益为

$$K = -(D_{12}^T D_{12})^{-1}(B_2^T X + D_{12}^T C_1)$$

系统仿真参数如下:  $M = 11.0 \text{ kg}$ ,  $D = 1.2 \text{ N} \cdot \text{s/m}$ ,  $K_T = 25 \text{ N/A}$ ,  $F_m = 300 \text{ N}$ ,  $v_m = 1.0 \text{ m/s}$ ,  $q_1 = 1000$ ,  $q_2 = 0.1$ ,  $r_1 = r_2 = 0.5$ , 求得  $H_{\infty}$  状态反馈控制器为

$$K = \begin{bmatrix} -1415.5 & -16.3 & 16.3 & -0.2 & 0.2 \\ 1415.5 & 16.3 & -16.3 & 0.2 & -0.2 \end{bmatrix}$$

图 2.7-40 为在  $t=1\text{s}$  时 1 轴突然加  $200\text{N}$  的阶跃扰动, 在  $t=1.5\text{s}$  时 2 轴突然加  $100\text{N}$  的阶跃扰动时, 两个轴对阶跃位置指令的位置输出响应。此图作了局部放大, 以便于看清两轴之间的同步性能。图 2.7-41 为同步误差曲线, 可以看出系统具有很好的跟随性能和同步性能。

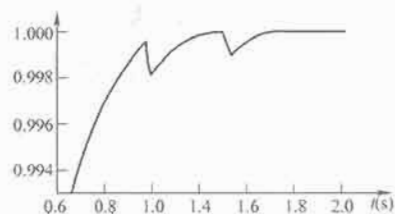


图 2.7-40 位置输出响应

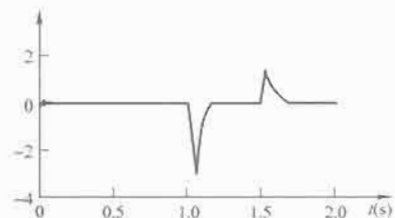


图 2.7-41 同步误差曲线

### 参 考 文 献

- [1] 王永骥, 王金城, 王敏主编. 自动控制原理. 第2版. 北京: 化学工业出版社, 2008.
- [2] 胡寿松主编. 自动控制原理. 第4版. 北京: 科学出版社, 2002.
- [3] 李友善主编. 自动控制原理. 修订版. 北京: 国防工业出版社, 1989.
- [4] 吴麒主编. 自动控制原理. 第3版. 北京: 清华大学出版社, 1990.
- [5] 蔡尚峰主编. 自动控制理论. 北京: 机械工业出版社, 1980.
- [6] (日)绪方胜彦著. 现代控制工程. 卢伯英等译. 第3版. 北京: 科学出版社, 1999.
- [7] Richard C. Dorf and Robert M. Bishop. *Modern Control Systems*. Ninth Edition. 北京: 科学出版社, 2002.
- [8] Benjamin C. Kuo. *Automatic Control Systems* Eighth Edition. 北京: 高等教育出版社, 2003.

## 第3篇 计算机控制技术

主编单位：东南大学

河海大学

主 编：马旭东 王 平 徐 群 吕国芳

主 审：戴先中（东南大学）

编写人员：马旭东（东南大学）

王 平（河海大学）

徐 群（河海大学）

吕国芳（河海大学）

房 芳（东南大学）





# 第1章 绪论

## 1 计算机与计算机控制系统

计算机是当代自动化系统的核心,计算机控制已成为现代计算机最重要的应用领域之一。计算机的诞生、发展和应用普及,是20世纪科学技术发展的卓越成就,计算机对其他学科和技术,包括电气传动自动化技术发展的推动作用前所未有的。近年来半导体、微电子技术、超大规模集成电路技术、嵌入式实时操作系统和实时系统及控制技术的发展,为基于计算机控制技术的各类高性能电气自动化系统的实现,提供了必要的技术支撑。

计算机控制系统是在自动控制和计算机软硬件技术飞速发展的基础上产生的。20世纪50年代中期,经典的控制理论基本发展成熟,并在工程技术领域中得到了成功应用。但是,经典的控制理论也有明显的局限性,难以支持复杂控制系统的分析、设计和实现。现代控制理论为自动控制系统的分析、设计与综合拓宽了理论基础,而计算机技术为新型控制规律的实现提供了非常有效的手段,两者的结合极大地推动了自动控制技术的发展。与此同时,灵活、多功能、高精度的计算机逻辑处理与控制系统,对于替代传统机电控制器,提高设备自动化水平和产品质量,降低、减轻劳动强度也起到了巨大的作用。不断降低的微控制器价格和日益提高的通信技术水平也促使多计算机乃至采用分布式结构的计算机控制系统得到越来越广泛的应用。

目前,计算机控制技术在过程控制方面较为成熟,而在机电设备、水陆交通工具、航天航空器和各种军事装备中,应用也日趋广泛,如电气传动装置的计算机顺序逻辑与反馈控制、数控机床、车辆动力控制、卫星跟踪天线控制以及工业机器人的控制等。计算机控制系统在降低设备成本、提高系统性能方面正发挥着极其重要的作用。

### 1.1 计算机技术的发展

从20世纪40年代第一台计算机开始,计算机技术迅猛发展,经历了电子管时代、晶体管时代、集成电路时代、大规模与超大规模集成电路时代、超大规模与超高速集成电路时代。

电子管时代的计算机,以电子管为核心元件,发展年代大约为1946~1958年,主要应用于科学计算。计算机的运算单元采用电子管,主存储器为磁鼓、磁芯,外存储器开始使用磁带,软件则直接采用机器语言来编制,后期形成了面向机器的汇编语言。

晶体管计算机发展年代大致为1958~1964年。计算机的核心单元采用了晶体管元件,主存储器仍为磁芯,外存储器开始使用磁盘。软件的发展有了显著的进步,出现了各种面向用户的高级计算机语言和编译程序,为计算机的普及和推广起到了巨大的推动作用。这一阶段计算机的应用开始拓展到各种事务数据处理,并在工业自动控制领域得到应用。

集成电路计算机则以集成电路的应用为标志,发展年代为1964~1971年。逻辑元件主要为中小规模集成电路。主

存储器仍以磁芯为主,软件发展相对更快,出现了分时操作系统和会话式的高级语言,并有一定的发展应用。在该阶段随着集成电路规模的增大而很快地发展出现小型计算机,应用范围日益扩大,逐步引入用于企事业单位的管理和工业控制。

大规模集成电路计算机是20世纪60年代后期大规模集成电路发展的产物。可以集成几千个晶体管,即所谓大规模集成电路。由于电路体积小,功耗低,可靠性高,大大促进了计算机技术的飞速发展和广泛应用。微型计算机就是在这阶段开始形成和发展的。其发展以微处理器的发展为主要标志。

微处理器简称MP或 $\mu P$ (Micro-Processor),是微型计算机的核心芯片,它将微型计算机的运算器和控制器集成在一片硅片上,相当于早期的中央处理器(Central Processing Unit, CPU),或称微处理器单元(Micro-Processing Unit, MPU)。微处理器具体由算术逻辑部件(Arithmetic Logical Unit, ALU)、控制部件、寄存器组和片内总线等几部分组成。1971年世界上第一台微处理器(4004)和微型计算机在美国旧金山硅谷应运而生,开创了微型计算机发展的新时代。

微型计算机技术的发展与通用微处理器的发展紧密相连,到目前为止,通用微处理器已由8位发展到32位、64位,在超大规模集成电路技术基础上广泛引入超标量流水线、存储器管理、超级管道技术、分支预测/恢复管道、动态执行技术和片内协处理器技术,处理功能大大增强,执行速度高达数百MIPS(每秒百万指令数)。2004年起AMD和Intel公司又先后推出了集成了双处理器和四处理器内核的所谓双核(Dual Core)和多核处理器,极大地提高了计算机并行处理能力。

与此同时全新设计的新一代64位微处理器的开发工作也在进行中,可以称为第七代微处理器的开端。

通用微处理器的发展有力推动了面向高速计算和数据处理、个人事务管理等微机系统的发展和普及应用,同时也有力地推动了工业控制用专门处理器技术的发展。从工业控制角度,计算机控制技术的发展则主要建立在微控制器(Micro-Controller Unit, MCU)技术、数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)技术和嵌入式微处理器(Embedded MPU)技术的高速发展和应用的基础上,这类处理器通常具有很低的功耗、更高的集成度和可靠性,支持软件固化运行,配有专门的控制接口,更能适应工业系统应用高可靠性、环境复杂的要求。目前高速、高性能的32位MCU、DSP控制器和嵌入式微处理器已成为电气自动化系统中底层控制器的主流。

### 1.2 计算机控制系统

#### 1.2.1 计算机控制系统技术的发展

计算机控制是自动控制理论和计算机技术相结合的产物。伴随着计算机的诞生,第二次世界大战后,计算机技术开始应用于工业控制,并首先在美国化工和炼油等生产过程

取得了一定的应用成果。但由于当时计算机运算速度低,缺乏必要的专用接口和转换装置,同时体积庞大、成本高,早期的发展受到一定限制。到20世纪70年代初,随着大规模集成电路的发展,微型计算机由于具有多方面的优点,首先在军事、航天和工业自动控制这些重要领域中得到应用,而正是在这些领域的需求反过来进一步促进了微机技术的发展,应用和影响日益扩大,在工业控制计算机基础上形成了直接数字控制(Direct Digital Control, DDC)系统的概念,包括连续系统反馈控制、顺序逻辑控制系统、智能仪器仪表等等。

计算机控制系统可以是简单的单路信号采集显示或回路控制系统,也可以是大型设备的多机分散控制系统,或极其复杂的多机多网工厂级自动化系统,乃至覆盖全球的互联网控制系统(图3.1-1)。计算机控制系统的发展和应用经历了单机集中式、多机分级分布式到多机全分散式(现场总线)三种结构。

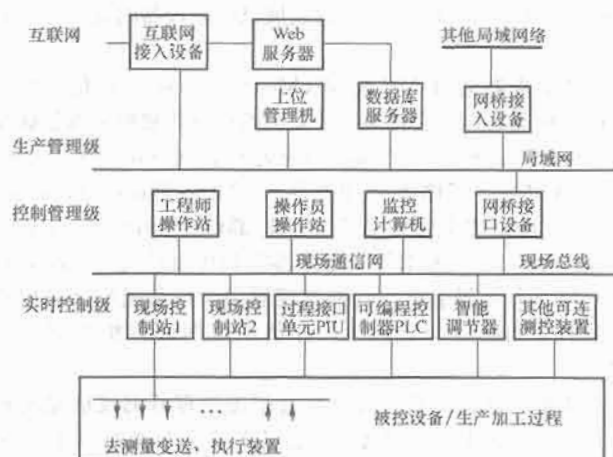


图 3.1-1 企业级分散型计算机控制系统

### 1.2.2 集中式与单机控制系统

在小型计算机和微型计算机出现以前,计算机本身的价格很贵,因此计算机控制系统较多地采用“集中型控制系统”结构,即由一台计算机控制和管理多个控制回路,这种系统的主要弱点是可靠性比较差,实际应用中更多地用于装置或过程参数的巡回检测(数据采集)。

微型计算机问世后,由于性能不断提高,成本大幅度降低,安装空间减小,20世纪70年代初开始大量出现了采用微处理器的现场(基本)控制单元,包括各种实现单回路控制的专用或通用小型数字仪表、可编程调节器、能适应恶劣环境并代替传统继电器逻辑控制的可编程逻辑控制器PLC(Programmable Logic Controller),以及具有多个模拟回路/开关量混合处理控制功能的多功能控制器等。

### 1.2.3 分布式控制系统

随着通信技术和现场控制单元、数字仪表的技术成熟,1975年美国 Honeywell 公司首次生产了著名的产品 TDCS-2000,标志着经典分布式控制系统 DCS(Distributed Control Systems)的诞生。DCS 国内习惯上称作集散控制系统,形象化地表达了集中监视、分散控制的基本思想。

这种系统通常采用分级分布式结构,被控对象输入/输出信号连接到控制计算机,即现场控制单元或控制工作站。控制计算机可以安装在测量和控制设备中或被控对象附近,也可集中安装在控制室,同时配备专用的现场通信网,连接各控制单元(站)和一台或多台上位计算机(操作站),实现集

中监控操作,使得设备装置或生产过程各操作单元的控制功能分散;操作站或控制网络上的网关计算机则可将有关信息送往更高层的管理计算机或数据库,进而实现更高级乃至工厂级的自动化管理。

现场控制单元或控制工作站构成实时控制级,它是 DCS 的基础,用于直接控制电气装置设备或生产过程。各单元或工作站分别完成数据采集、顺序逻辑控制、批式控制或连续反馈控制等任务。控制级采集的数据信息发送到监控级供监控显示,同时接收监控级发送的命令或新参数等。由于控制功能分散,局部信息可以就地处理,减少了传输信息量。由于实时控制任务由各单元相对独立完成,因此局部的故障不会影响整个系统的工作,避免了集中控制系统“危险集中”的缺点。此外,关键部件或设备可以分别通过冗余或特殊安全措施,大大提高系统的可靠性。

与控制级经由通信系统相连的监控站计算机构成监控级,其任务是对被控对象进行监视与操作。监控级根据管理/优化级的技术要求,确定控制级的最优设定或控制参数,同时能全面地反映控制级各单元的情况,提供充分的信息,以便操作人员进行必要的运行干预。

监控站上一级是管理/优化级,它是整个控制管理系统的中枢,其功能是根据监控级提供的信息及生产任务的要求,编制报表,规划控制方案,选择数学模型,制订最优控制策略,并对下一级下达命令;也可利用监控级信息实现各种复杂优化控制。

分布式控制系统 DCS,实质上就是采用分布式计算机技术对被控对象进行集中监视、操作、管理和分散控制的一种新型系统技术。它是由计算机技术、信号处理技术、测量控制技术、通信网络技术和人机接口技术相互渗透、发展产生的,具有通用性强,系统组态灵活,控制功能完善,数据处理方便,显示操作集中,人机界面友好,安装简单规范化,调试方便,以及运行安全可靠等特点,能够适应各种被控对象的需要,提高生产和设备自动化水平和管理水平,提高产品质量,节能降耗,提高劳动生产率,保证生产安全,是目前计算机控制系统最重要的产品结构形式。各大控制仪表和电气控制设备厂商都开生产了类似的 DCS 产品,广泛应用于石化、冶金等行业,并在20世纪八九十年代达到这类配备专用操作站的 DCS 应用的顶峰。

### 1.2.4 现场总线控制系统

现场总线控制系统(Fieldbus Control System, FCS)是 DCS 的更新换代产品,其基本特点是数字化的信息传输和全分散的系统结构。

在这类系统中无论是现场底层传感器、执行器、控制器之间的信号传输,还是与上层工作站及高速网之间的信息交换,全部使用数字信号。在网络通信中,采用了多种信道控制和通信检错、纠错技术措施,实现了高速、双向、多变量、多点之间的可靠数字信号传输通信,可以替代传统 DCS 中底层设备到控制单元之间远距离电流/电压模拟信号传输,具有更高的测量和控制精度。FCS 通信质量和连线方式上的重大突破主要建立在专用通信控制器的基础上。在这种系统结构中,输入/输出单元、控制站的功能被分散到智能型现场设备中去,每个现场设备作为一个智能节点,配有微处理器单元,可分别独立完成测量、校正、调节、诊断等功能,并依靠网络协议连接在一起协调工作。任何一个节点出现故障只影响本身而不会危及全局,在这个意义上,这类彻底的分散型控制体系在系统层次上更加可靠。

在技术上 FCS 还具有方便的可互操作性、支持开放的

互连网络和多种传输介质与拓扑结构的特点。在设计上,对于一种标准现场总线,不同厂商的 FCS 产品可以异构,一旦组成统一的系统后,便可以相互操作,统一组态,打破了传统 DCS 产品互不兼容的缺点。标准的 FCS 技术及标准是全开放式的,且通信网络可以与其他系统网络或高速网络相连接。由于采用数字通信方式,因此可采用多种传输介质进行通信,即根据控制系统中节点的空间分布情况,可采用多种网络拓扑结构。这种传输介质和网络拓扑结构的多样性给自动化系统的施工带来了极大的方便,尤其是与传统 DCS 的主从结构相比,可大量节省布线工程成本。

FCS 的出现使传统的自动化系统产生革命性的变革。它改变了传统的信息交换方式、信号制式、自动化设备功能概念和结构形式,也改变了系统的设计和调试方法。它作为一种新一代的控制系统,发展前景十分广阔。但是,到本篇完稿为此,FCS 在技术成熟和非技术层面仍存在一些困难,对于复杂度很高的控制系统中应用尚有一定的困难。

## 2 计算机控制系统组成与特点

### 2.1 计算机控制系统基本结构

计算机控制系统也称为数字控制系统,一般是指计算机(通常指微型计算机)参与控制的开环或闭环系统,具有精度高、速度快、存储量大和有复杂逻辑判断功能的特点,易于实现高级复杂的控制算法,获得快速准确的控制效果。

典型的计算机控制系统的基本结构见图 3.1-2,涵盖了连续反馈控制系统和顺序逻辑开关控制多种组合形式。

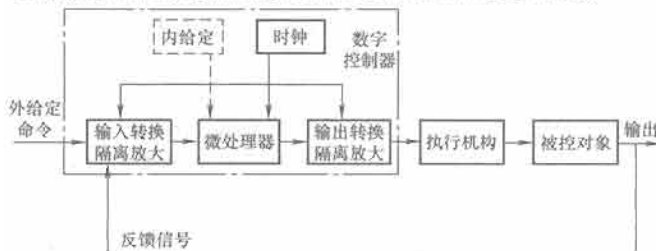


图 3.1-2 计算机控制系统的基本结构

反馈控制是计算机控制的最基本的功能。在图 3.1-2 反馈控制系统中,反馈信号通过转换隔离放大环节输入,由数字控制器来代替常规控制系统中的比较器和控制器,利用丰富的软件功能对给定和反馈等信息进行处理,计算偏差和调节操作量,输出控制信号至驱动执行机构,使系统输出被控参数的值按期望规律变化,达到系统设计的要求。

经典的计算机控制应用为连续反馈系统,即输入/输出均为连续的模拟信号。计算机控制不仅能够实现单回路反馈控制,其内部“软”连接更易于实现单输出回路的双环和多环(串级)控制,同时为各类复杂多变量控制系统的实现提供了手段。

电气设备的顺序逻辑控制建立在精确定时、计数等逻辑元件和逻辑处理、安全连锁、控制驱动等基础上,控制计算机灵活丰富的逻辑处理能力和逻辑 I/O 模块为实现各类顺序逻辑控制、设备启停、安全连锁、监控报警、批式反馈控制等提供了重要的解决手段。

系统中处理器一般为工业级产品,它们可以是通用微处理器,也可以是微控制器、数字信号处理器—控制器或嵌入式微处理器。在计算机控制系统中,计算机的输入和输出信号都是数字信号,被控对象的被控参数可以是模拟量、开关量或脉冲量,执行器的输入信号也可能是模拟量、开关量或脉

冲量,两者之间需要转换、适配电路。常用输入转换器包括模/数转换器 ADC、电平输入电路及计数器等,输出则有数/模转换器 DAC 或开关量、脉冲调宽 PWM 信号及放大驱动环节。虽然计算机可以直接处理标准逻辑电平,但顺序逻辑控制中的开关控制及反馈信号通常为非标准电平甚至非电平信号,且往往具有高电压、高功率特性,考虑到可靠性和安全性要求,因此这类数字量输入/输出系统也需要设计专门的电平转换和电气隔离电路。

在计算机控制系统中,除存在数字信号外,也存在连续的信号。所谓数字信号是指在时间上离散、幅值上量化的信号,对连续信号则由(数字)采样获得。因此计算机控制系统常称为数字控制系统,又称采样控制系统或离散控制系统。

计算机控制系统的控制功能由周期性的软件完成,其过程通常可以归结为以下两步:

(1)数据采集及处理,即对被控对象的被控参数进行实时检测,并转换输入到计算机中进行处理。

(2)实时控制,即按已设计的时序逻辑或反馈控制规律计算出控制量,实时向执行器发出控制信号。

上述过程的实时概念,是指信号的输入、计算和输出在规定的时间内(采样间隔)内完成。

周期性软件不断重复运行,使整个系统能够按照一定的性能指标工作,并且对被控参数和设备异常状态及时进行监测并作出迅速处理,同时根据需要进行人机交互,以及其他计算机系统进行通信。

### 2.2 数字控制器与控制计算机

早期工业控制计算机系统利用通用的大、中、小或微型计算机,以台式或机架式等安装方式进行实时控制、监控。现代工业控制计算机系统则包括台式、架装式和嵌入式工业控制机。计算机控制系统中通过软件运行实现顺序逻辑或反馈控制等功能的核心就是控制计算机,也称为数字控制器。工业产品中包括常见的数字调节器、可编程逻辑控制器 PLC 等,它们一般建立在工业控制计算机技术基础之上。

但是一般的工业控制计算机(简称工控机)往往是指在通用标准总线的基础上发展起来的工业级计算机产品,有时也称为总线结构的工业控制计算机,通常用来构成实时数据采集和控制系统。通过总线,用户在板卡级产品基础上进行装配组合,只需要将处理器板卡与系统电源、输入/输出模板以及一些辅助模板相连接装入机架,就可以构成结构灵活、积木化的微机系统。由于众多计算机厂商能够生产提供符合总线标准的各种模块板卡,因此可选余地很大。而各产品具有良好的兼容性,且与其他计算机系统的互连性好,用户可自行编制系统程序、应用程序的部分或全部,因此具有极强的灵活性,便于扩展和维护,是一种几乎完全开放的 OEM (Original Equipment Manufacturer) 系统。各生产厂家为了增加产品的竞争力,竞相生产标准化的接口芯片和有关外围设备,客观上对微型计算机的应用起了促进作用。

总线是计算机硬件的重要组成部分,其作用是通过公用信号线把计算机或测控系统中的模板或各种设备连成一体,以便彼此之间交换信息。采用总线技术在系统设计、生产、使用和维护上具有很多优越性,因此目前几乎所有的计算机、测控系统都采用总线结构设计。总线的种类很多,按使用范围分,可分为计算机(包括外设)总线、测控总线和网络总线;按数据传送方式分,有位并行传送总线和位串行传送总线;并行传送总线中按其传送的数据总线宽度,又可分为 8 位、16 位和 32 位等。按规范化程度计算机和测控系统



所用总线又可归类于两大类：一种是经标准化组织批准的标准总线，另一种是各制造厂商自己设计的专用总线。

这类工业控制计算机主要基于高处理性能的微处理器技术，配有通用的网络接口、人机接口设备和操作管理软件，软件资源丰富，要求较高的可靠性和对工业应用环境的适应能力，宜于构成简易计算机控制系统或数据采集系统，更经常作为操作站监控使用，也可作为简易性的多媒体处理（如硬盘录像机、路由器）等控制器使用。

在工业控制领域中，计算机更多以嵌入式（Embedded）结构与控制系统产品结合在一起进行工作。

为了满足嵌入式工业控制的需要，微处理器生产厂商将微处理器单元和存储器，以及通用接口电路如定时/计数器、并行/串行通信控制器、中断控制器和直接存储器访问（DMA）控制器等完全集成在一个芯片上，形成大批量的微控制器产品，国内俗称单片计算机（Single Chip Computer），简称单片机。这类微控制器采用 8~32 位字长处理器，片上外设资源比较丰富，最大特点是单片化，具有体积小、功耗低、集成度高、功能强、结构合理、抗干扰能力强和指令丰富、成本低、种类多、接口种类多、程序结构简单、可固化升级等特点，适合于实时控制，能实现各种小型控制装置，是嵌入式系统工业的主流。事实上大量汽车、家电、商业设备、通信装置以及成千上万种其他产品，已通过内嵌电子装置获得更佳的使用性能，速度更快、价格更便宜，也更容易使用。

嵌入式应用中支持快速信号处理的一类通用处理器是数字信号处理器，简称 DSP。随着计算机和信息技术的发展，DSP 技术得到了飞速的发展。DSP 应用处理算法以常用的数学工具，如微积分、概率统计、随机过程、数值分析等作为基础，借助网络理论、信号与系统、控制论、通信理论、故障诊断等方法，利用专用处理器，以数字形式对信号进行采集、压缩、识别等处理，以获得人们所需的信号形式。近年来随着一批性能优越的 DSP 芯片的诞生，使得 DSP 技术不但在通信和消费产品中有了很大的发展，而且在工业控制和智能化仪器中也得到了广泛的应用，尤其是大量出现了针对电动机类对象的 DSP 控制器，兼具了传统 MCU 和 DSP 的双重功能，并可以支持 CAN 等现场总线，成为电气控制中最重要的控制处理器。

伴随着网络通信和多媒体技术的成熟和发展，为了满足民用和工业控制的需要，近年来综合 MPU、MCU 特长，低功耗、高性能、支持固件模式的通用嵌入式微处理器（EMPU）得到了大量应用。EMPU 比传统的 MCU 具有更多的片上资源——片上存储器、通信控制器、接口控制器等。尤为重要的是它为各类嵌入式的操作系统提供了运行环境，而各种实时或分时操作系统则为各种复杂网络（如以太网、TCP/IP 协议、USB），或人机接口（鼠标、键盘、高分辨率彩色 LCD、触摸屏、硬盘或光驱等）提供了标准的驱动程序。这类嵌入式处理器，具有典型处理器性能，控制处理应用和对软件的要求与 MCU 相近，具有系统内核小、专用性、系统可精简等特点，软件代码要求高质量和高可靠性，并可固化存储执行。高功能 EMPU 通常要求嵌入式操作系统尤其是实时多任务软件支持，在此基础上构成所谓嵌入式系统。

上述 MCU、DSP 控制器和嵌入式处理器主要在通用处理器基础上采用硬件与软件配合实现控制功能。随着超大规模集成电路技术的发展，一类基于硬件描述语言软件实现的硬件技术——可编程逻辑器件 FPGA/CPLD 对于实现简单

的并行高速计算和接口控制提供了新的实现模式，尤其是嵌入式片上系统（System on Chip, SoC）为定制小批量高性能处理器提供了新的手段。

片上系统 SoC 是追求产品系统最大包容的集成器件，其最大的特点是成功实现了软硬件无缝结合，直接在处理器片内嵌入操作系统的代码模块。SoC 具有极高的综合性，在一个硅片内部运用 VHDL 等硬件描述语言，实现一个复杂的系统，用户不需要再像传统的系统设计那样绘制庞大复杂的电路板，逐点连接焊制，只需要使用精确的语言，综合时序设计直接在器件库中调用各种通用处理器的标准，然后通过仿真之后就可以直接交付芯片厂商进行生产。由于绝大部分系统构件都是在系统内部，整个系统特别简捷，不仅减小了系统的体积和功耗，而且提高了系统的可靠性和设计生产效率。

### 2.3 计算机控制系统的特点

相对于传统的模拟控制系统而言，计算机（数字）控制系统的优点是：

（1）可以显著地降低控制器硬件成本，并且随着计算机技术的发展，优势越来越明显，对于复杂控制系统尤其明显。为用户专门设计的大规模集成电路（VLSI）加控制软件构成的控制芯片，或为大批量生产设计的专用集成电路（ASIC）均使系统硬件成本大大降低。体积小、质量轻、能耗少是其集中优点。

（2）组态灵活、多功能，易于提高系统的灵活性和控制性能。软件设计具有很大的灵活性，可以有不同的版本，还可以加快产品的更新换代。通过软件可以完成复杂的功能，如时序、定时、连锁、指令、反馈、校正、运算、判断、监控、报警、数据处理、通信、故障诊断、状态估计、触发控制、PWM 脉冲产生、坐标变换甚至解耦优化等。

（3）系统可靠性提高。超大规模集成电路技术使集成度提高，线路接线减少到最小，其平均无故障时间（MTBF）大大长于分立元器件；通过合理地设计硬件，甚至可以提供完善的故障诊断和维护功能。

（4）支持丰富的网络通信功能。易于实现工厂级生产自动化，甚至远程设备操作与维护。

虽然数字控制系统性能远优于传统的模拟控制系统，但在技术上还存在以下问题需要继续改进：

（1）存在采样和量化误差。尽管计算机内部的数字量非常精确，但与外部交换信息均通过数/模、模/数转换器。转换器的位数和计算机的字长是有限的，增加位数和字长及提高采样频率可以减少这一误差，但不可以无限制地增加。

（2）软件人工成本较高，维护和开发成本与规模、规范性密切相关。数字控制系统的开发和调试耗时价高，同时需要规范的开发和维护设计管理，只能通过大批量生产来降低成本。

（3）数字系统的抗干扰能力不强，对于系统而言，需要专门的维护诊断功能。提高可靠性，尤其软件的故障检测较为困难，需要精心设计。

（4）对软件实现的功能，不易使用仪器直接观测；内部给定参数稳定，但修改（如放大倍数和限幅值等）不太方便。

（5）处理速度有限，通常处理器只能串行进行工作，并发处理能力有限。对于时间响应性能要求较高的电气传动控制系统而言，复杂性以及生产应用对其性能的要求越来越高。对于高速控制系统就需要采用专门的硬件数字电路来实现辅助处理甚至直接控制。



### 3 计算机控制系统的开发

计算机控制系统的一般开发流程如图 3.1-3 所示, 常采用自顶向下的模式。由图可看出, 系统的开发实际上是软硬件交叉并行设计的过程。通常一旦系统的体系结构设计完成, 软硬件设计开发就可相对独立、并行地进行。当两部分设计和开发完成后, 再集成一体进行集成测试。

图 3.1-3 是一般意义下软件和硬件都自行设计开发的例子。这类系统往往硬件和软件多为非标准化设计, 相互交叉, 调试和测试任务很重, 开发周期长。实际情况下, 系统

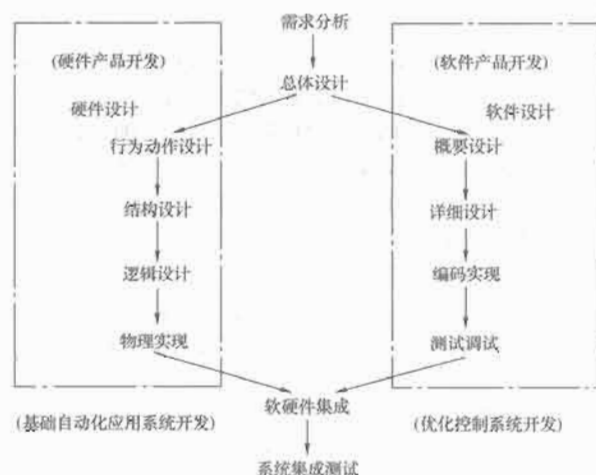


图 3.1-3 计算机控制系统自顶向下的开发流程

的实现可以利用通用或定制的第三方硬件或软件产品, 可以利用标准的硬件板卡或软件组件进行集成开发, 以提高系统研制速度和质量。也可在软硬件产品的基础之上进行二次应用开发, 或在基础自动化系统之上开发优化控制系统, 后者一般需要建立复杂的系统模型, 引入各种高级控制策略(详见第 2 篇自动控制策略)。

### 4 计算机控制技术与本篇章节安排

在当今信息化、网络化时代, 计算机已成为人们工作和生活中不可缺少的基本工具, 更成为现代电气自动化系统的核心。新型电气自动化系统充分体现了新型计算机控制和系统技术的发展, 也体现了它在信息化、网络化应用中的基础角色。现代计算机控制系统在 DCS、FCS 基础上更多地引入了友好的人机界面和高速网络技术, 除了在底层继续使用具有更高性价比、支持用户应用系统组态编程的控制单元外, 各种低成本总线控制器、收发器的使用, 使得现场总线接口和扩展门槛大大降低, 同时越来越多地应用采用交换技术的工业以太网和 TCP/IP 协议, 监控和管理采用通用工业控制 PC 和 MS Windows 人机界面系统软件以及第三方的 SCADA 监控软件等。

本篇重点论述电气自动化中的计算机控制系统技术, 考虑到系统开发的特点, 从核心的控制器开始, 分别介绍控制计算机与处理器、总线与通信接口、输入输出接口技术、系统软件与控制软件等软硬件级共性技术和基本控制单元(单机)、分布式控制系统(多机)以及控制系统的互联网应用等系统级技术, 并最后讨论计算机控制系统的可靠性技术。

## 第2章 控制计算机与处理器

### 1 概述

控制计算机或工业控制计算机,简称工控机,顾名思义即用于工业控制的计算机。除具有一般商用计算机的特点和功能外,工业控制计算机还具有适应工业控制场合所必需的防尘、抗震、耐腐蚀、耐高低温、抗电磁干扰等能力,以及用于连接工业生产过程的输入/输出接口通道。

控制计算机有专用型和通用型两种。专用型控制计算机是为特定的工业控制对象而设计的,它具有定制的输入/输出接口、控制算法及人机界面,一般不具备二次开发的能力,如数控机床控制计算机、工业机器人、电脑提花机等;通用型控制计算机具有可组态的输入/输出模板(或模块)、通用的实时操作系统、通用的开发软件或组态软件,以及用于二次开发的各种驱动程序、控件、组件、OPCServer等,如通用可编程控制器PLC、工业控制计算机等。

虽然从使用、安装形式区分,现代工业控制计算机系统可以分为台式、架装式和嵌入式工业控制机,但由于先入为主的原因,人们习惯上把在通用标准总线的基础上发展起来的台式或架装式计算机产品,称为工业控制计算机,有时也称为总线结构的工业控制计算机。早期的总线式工控机有STD总线工控机、VME总线工控机、PC总线工控机等,随着前两种总线工控机的逐步退出市场,主流的工业用个人计算机(Industrial Personal Computer, IPC, 工业PC)基本上成了工业控制机的代名词。这类控制机在工业级PC处理器主板的基础之上,配上标准底板,利用标准的个人计算机总线(ISA、PCI等)构造各种工业级计算机产品,构成实时监控、数据采集和控制系统。由于构成系统的控制机属于PC兼容机,所以可以广泛利用丰富的PC软件资源,形成各种控制应用系统,并主要作为简易控制系统或监控计算机,但随着制造和软件技术的发展,近年来得到了极为广泛的应用,形成了所谓软逻辑控制系统,又称为PC-Based(基于PC的)控制计算机(PCBC)。

无论何种控制计算机,其核心都是微处理器。除了IPC广泛采用高性能的英特尔架构通用微处理器(包括兼容的AMD微处理器),目前工业控制常用的专用型处理器有微控制器(MCU)、数字信号处理器(DSP)及DSP控制器、嵌入式微处理器(Embedded MPU)等。

### 2 工业控制计算机(IPC)

#### 2.1 IPC组成及特点

##### 2.1.1 IPC的组成

典型的IPC组成原理框图如图3.2-1所示。系统由以下部分组成:

- (1) 工控机主机,包括主板、显示板、磁盘驱动器、无源多槽ISA/PCI底板、电源和机箱等。
- (2) 输入接口模板,包括模拟量输入、开关量输入、脉冲量输入等。
- (3) 输出接口模板,包括模拟量输出、开关量输

出、脉冲量输出等。

(4) 通信接口模板,包括串行通信接口模板(RS-232、RS-422、RS-485等)与网络通信模板(ARCNET网卡或ETHERNET网卡),还可配现场总线通信板等。

(5) 信号调理单元,主要用于对工业对象各类输入信号进行预处理。单元由各类信号调理模块或模板构成,安装在信号调理机箱中,机箱具有单独的供电电源。

(6) 远程采集模块,主要实现对现场信号的直接就地处理,然后通过现场总线或者网络与工控机通信连接。

(7) 工控软件,用于实现数据采集、控制、监视、画面显示、趋势显示、报表、报警、通信等功能,主要包括:

1) 实时数据处理类:

① 报警检测和显示生产过程数据或运转设备输入/输出模块;② 实时数据管理模块;③ 设备流程画面显示模块。

2) 历史数据处理类:

① 历史数据保存和管理模块;② 趋势曲线显示模块;③ 生成记录报表、统计核算报表和打印模块。

3) 控制类:

① 连续控制(回路调节控制)模块;② 顺序控制(批量控制功能)模块。

4) 维护类:

① 控制器参数检验功能模块;② 工艺核算功能模块;③ 系统启动和维护功能模块;④ 系统基本维护功能模块。

5) 其他:

① 人机接口模块;② 网络通信管理模块等。

##### 2.1.2 IPC的特点

用于电气自动化系统测量、控制、数据采集等工作的IPC与通用的计算机相比有许多不同点。其主要特点如下:

(1) 可靠性高,一般IPC能够确保平均无故障工作时间(MTBF)达到几万小时,同时尽量缩短故障修复时间(MTTR),以达到很高的运行效率。

(2) 实时性好,环境适应性强。

(3) 开放性体系结构,具有丰富的多种功能的过程输入和输出配套模板,配置灵活,可扩充性好。

(4) 具有各种通信接口,网络通信功能强。

(5) 高性能处理器,具有功能强大的控制、处理和通信



图 3.2-1 工控机系统构成框图

能力，配有丰富的软件包。

(6) 在可靠性要求更高的场合，可实现双机热备份或构成冗余系统。

2.2 CPU 模板

IPC 系统的核心是 CPU 模板(或称 CPU 卡)，有 80x86、

Pentium、Pentium3/4、Intel Celeron、Intel 双核处理器等各类 CPU 卡，有半长与全长之分，其所采用的元器件满足工业级标准，并且是一体化(all-in-one)主板。工控机采用标准总线，如 ISA 总线、PCI 总线等。图 3.2-2 为英德斯科技 FSB\_865GV 全长主板位图。

系统配置及主板接口见表 3.2-1、表 3.2-2。

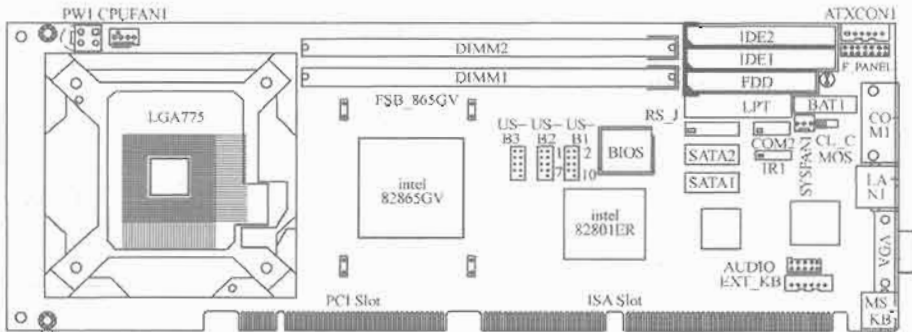


图 3.2-2 FSB\_865GV 全长主板位图

表 3.2-1 FSB_865GV 主板配置	
类 型	PICMG 全长 CPU 卡
CPU	支持 LGA775 规格插槽的 Intel Pentium D/ Pentium 4/Celeron 处理器，支持双核 CPU，支持 Intel Hyper-Threading 超线程技术
芯片组	北桥 Intel 865GV 南桥 Intel 82801EB/ER(ICH5/ICH5R)
系统内存	184-pin 2.5V DDR DIMM 插槽 2，最大 2GB，支持双信道 DDR 内存(DDR 266/333/400)
VGA 控制器	在 Intel 865GV 上集成了 Intel Extreme Graphics 2 技术，AGP 8×核心频率最大支持 266MHz，UMA 分享内存最高支持至 128MB
以太网	10/100Mb/s 或 10/100/1000Mb/s LAN 可选，82541GI 网络控制器
音频	Realtek ALC655 六声道音频编解码芯片，支持 MIC-in/Line-in/Line-out
BIOS	Award Plug & Play FWH BIOS-4Mb ROM
IDE 接口	两组 Ultra DMA 100/66/33 插槽，二组 SATA 硬盘插槽
CF 接口	支持 CF Type II 接口
FDD 接口	一个标准 FDD 端口，最多可支持两个软驱
扩展接口	ISA / PCI
红外接口	一个 IrDA 接口
电源电压	ATX 电源，具备 20pin 与 4pin 12V 电源接口
监视定时器	1~255s，可通过软件在 Super I/O 上进行设置
工作温度	0~60℃(32~140°F)

表 3.2-2 FSB_865GV 主板接口	
标识符	接口描述
PW1	ATX +12V 电源输入
ATXCON1	ATX 控制信号，与底板相连
F_PANEL	面板接口
AUDIO	音频接口
EXT_KB/MS	外置键盘/鼠标口
IR1	红外线接口
USB1/2/3	USB 接口
CPUFAN1	CPU 风扇接口
SATA1/SATA2	SATA 硬盘接口
IDE1/IDE2	IDE 硬盘接口
FDD	软驱接口
COM1	RS-232 串口
COM2	RS-232/422/485 串口
LPT	并口
LAN1	网络接口
MS_KB PS/2	键盘鼠标接口
VGA	显示器接口
CF	CF 插槽
DIMM1/DIMM2	DIMM 内存插槽

2.3 I/O 模板

工业控制需要处理和控制的信号主要有模拟量信号和开关量(数字量)信号两类。开关量信号输入主要有两个特征：信号电平幅值和开关变化的频度。开关信号通常有 TTL 电平、ECL 电平、CMOS 电平和继电器触点信号等构成。为使计算机有效识别这些信号，必须对这些信号进行调理(或变换)。对于输出来说，则需根据外设所需信号情况附加输出驱动电路、隔离电路以使 IPC 对其进行有效的控制。模拟信号通常是非电物理量通过传感器变换而成的，首先对传感器所变换的模拟信号进行放大、滤波、线性化补偿、隔离、

保护等,然后送入模/数(A/D)转换器,将模拟量转换成数字量,经IPC接收并处理后,根据控制策略对工业过程进行控制,并需要把输出结果经数模(D/A)转换器将数字量变成模拟信号(电压或电流)送到执行机构以驱动设备。

工业PC的I/O模块一般由三部分组成:PC总线接口部分、模板功能实现部分和信号调理部分。部分I/O板卡介绍如表3.2-3所示。

表 3.2-3 部分 I/O 板卡

输入/输出信息来源及用途	信息种类	相配套的接口板卡产品
温度、压力、位移、转速、流量等来自现场设备运行参数的模拟电信号	模拟量输入信息	模拟量输入板卡
限位开关状态、触点通断状态,“0”、“1”电平变化	数字量输入	数字量输入板卡
执行机构的控制执行、记录等(模拟电流/电压)	模拟量输出信息	模拟量输出板卡
执行机构的驱动执行、报警显示、蜂鸣器、其他(数字量)	数字量输出信息	数字量输出板卡
流量计算、电功率计算、转速、长度测量等脉冲形式输入信号	脉冲量输入信息	脉冲计数/处理板卡

续表

输入/输出信息来源及用途	信息种类	相配套的接口板卡产品
操作中断、事故中断、报警中断及其他需要中断的输入信号	中断输入信息	多通道中断控制板卡
前进驱动机构的驱动控制信号输出	间断信号输出	步进电机测控板卡
串行/并行通信信号	通信收发信息	多口 RS-232/RS-422 通信板卡
远距离输入/输出模拟(数字)信号	模拟/数字量远端信息	远程(REMOTE I/O)板卡

其他还有一些专用 I/O 模块,如虚拟存储板(电子盘)、信号调理板、专用(接线)端子板等以及智能 I/O 模块。所谓的智能 I/O 模块,就是在接口模块增加了 CPU 或控制器,使 I/O 模块与 CPU 具有一定的并行性。详细的 I/O 接口技术参见本篇第 4 章。

2.3.1 模拟量输入/输出接口模板

以 CONTEC(康泰克)公司生产的模拟量接口模板为例,表 3.2-4 列出了该公司生产的 PC-HELPER 系列模拟量接口模板的主要性能指标。

表 3.2-4 PC-HELPER 系列模拟量接口模板的主要性能指标

型 号	模拟量输入									模拟量输出							
	通道数		信号范围	A/D 转换		附加功能			通道数	信号范围	D/A 转换		通道数			其 他	
	单端	双端		分辨率(位)	吞吐量(点/s)	DMA	增益	可编程扫描			分辨率(位)	吞吐量(点/s)	输入	输出	双向	定时计数	自校正
模拟量输入 ADC-10	16	8	$\pm 5V, \pm 10V, 0 \sim 10V, 4 \sim 20mA$	12	30 000				•				4	4			•
ADC-30	8	8	$\pm 5V, \pm 10V$	12	30 000				•				4	4	•		
ADC-35	16		$\pm 5V, \pm 10V, 0 \sim 10V$	12	30 000				•	•			1	1	•		
模拟量输出 ADC-20									2	$\pm 2.5V, \pm 5V, \pm 10V, 0 \sim 5V, 0 \sim 10V, 4 \sim 20mA$	12	30 000	4	4			•
ADC-40									4	$\pm 5V, \pm 10V, 0 \sim 5V, 0 \sim 10V, 4 \sim 20mA$	12	30 000					
ADC-45									4	$\pm 5V, \pm 10V, 0 \sim 5V, 0 \sim 10V$	12	30 000	1	1		•	
ADC-80									8	$\pm 5V, \pm 10V, 0 \sim 5V, 0 \sim 10V, 4 \sim 20mA$	12	30 000	8	8			

续表

型 号	模拟量输入										模拟量输出							
	通道数		信号范围	A/D转换		附加功能				通道数	信号范围	D/A转换		通道数			其 他	
	单端	双端		分辨率(位)	吞吐量(点/s)	DMA	增益	可编程扫描	中断			分辨率(位)	吞吐量(点/s)	输入	输出	双向	定时计数	自校正
多功能板 ADC-100	16	8	±5V, ±10V, 0~10V	12	50 000	•	•	•	•	2	±2.5V, ±5V±10V, 0~5V, 0~10V	12	30 000			2 4		
ADC-200	16	8	±5V, ±10V, 0~10V, 4~20mA	12	50 000	•	•	•	•	2	±2.5V, ±5V, ±10V, 0~5V, 0~10V, 4~20mA	12	30 000			2 4		
ADC-300	16	8	±5V, ±10V, 0~10V	12	50 000	•	•	•	•	2	±2.5V, ±5V±10V, 0~5V, 0~10V	12	30 000			2 4		

(1) ADC30B; 12 位 16 通道模拟量输入模板。

1) ADC30B 模板的主要特性:

① 能以 30kHz 的速度将模拟信号转换成 12 位数字量数据; ② 有 4 个 TTL 电平数字量输入通道和 4 个数字量输出通道; ③ 有 16 个光电隔离型数字量输入通道和 16 个数字量输出通道; ④ 有一可编程的定时器。

2) ADC30B 模板的主要部件:

① 高速 A/D 转换器(ADC774Z)确保 12 位 A/D 的快速转换; ② 有 16 路单端输入通道(用多路开关选择); ③ 驱动软件提供控制 A/D 转换的高级命令; ④ 通过中断处理进行高速数据采集; ⑤ 4 个 TTL 电平数字量输入和输出通道提供可扩充的、多功能通用 I/O; ⑥ 模板用 i8254 (或相应产品)可编程计数器, i8254 中有三个独立的 16 位计数器; ⑦ 16 个光电隔离型数字量输入通道和 16 个数字量输出通道。

(2) ADC404 模拟量输出模板。ADC404 D/A 板卡适用于 IBM PC-XT/AT 系列及兼容机, 可使计算机快速而精确地输出控制电压或电流。ADC404 有 4 个电压或电流环输出通道, 采用 12 位的 D/A 转换器。其主要特性如下:

1) 以高达 30kHz 的速度将 12 位数字数据转换为模拟信号。高速 D/A 转换器(AD7545 或同性能的)可以进行快速的 12 位 D/A 转换。

2) 包括 4 个模拟量输出通道。

3) 可选择输出模拟信号: 电压为 ±10V、±5V、0~10V 或 0~5V, 电流为 4~20mA。每个输出通道可独立设置, 在板上无须进行跳线。

2.3.2 数字量输入模板

(1) 技术指标。PI-32 系列数字量输入模板主要技术参数见表 3.2-5。

表 3.2-5 PI-32 系列数字量输入模板技术参数

产品名称	PI-32T	PI-32L	PI-32H
类 型	TTL	光电隔离	光电隔离
隔离电压	5000V(有效值)	5000V(有效值)	5000V(有效值)

续表

产品名称	PI-32T	PI-32L	PI-32H
吞吐时间	1μs(max)	1ms(max)	1ms(max)
输入阻抗	3kΩ	2kΩ, 6~12mA	2kΩ, 4~5mA
功 耗	5V(DC) 420mA(max)	5V(DC) 420mA(max)	外接电源 12~24V(DC)
中 断	2	2	2
操作温度	0~60℃	0~60℃	0~60℃
相对湿度	0~90%(无结露)	0~90%(无结露)	0~90%(无结露)
尺 寸	4.2in×9.6in× 1.0in	4.2in×9.6in× 1.0in	4.2in×9.6in× 1.0in

(2) 基本特性。

- 1) IBM PC/XT/AT 总线模板 32 个数字量输入通道。
- 2) 两条中断线。
- 3) 可选基址。
- 4) 易于使用软件。
- 5) 高级应用程序支持。

2.3.3 智能 I/O 模板

智能 I/O 模板可以采用双向总线接口(如英特尔 8255)结构, 但更多更简单的是采用双口 RAM 结构。以 8031 智能数据采集接口板 IDAA 为例。IDAA 包括数据采集模块、前端处理机模块和共享存储器模块。数据采集模块包括差分输入、模拟开关、采样保持器、A/D 转换器以及调零电路等; 前端处理机模块包括 MCS8031 及外围电路, 8031 在此处既是数据采集控制器, 又是伪 DMA 控制器; 共享存储器模块包括 2KB 的双端口 RAM 和防止冲突等外围电路, 双端口 RAM 由工控机 IPC 主机与 MCS8031 微控制器共享。IDAA 的硬件功能模块如图 3.2-3 所示。

IDAA 均由工控机主机通过驱动命令来驱动、控制, 有两种工作方式。

(1) 连续采集——所谓连续采集就是一旦工控机触发, IDAA 就不停地循环采集, 只设置每次采集结束标志和循环采集次数。



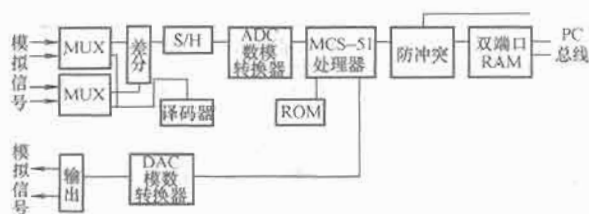


图 3.2-3 IDAA 硬件系统模板

(2) 驱动采集——是指工控机驱动一次，IDAA 就采集一次，采集结束时设置标志。

为使 IDAA 满足大多数用户对数据转换需求，IDAA 允许用户通过工控机以规定方式来设置数据转换公式和数据转换模式命令（字符数据、二进制数据以及实际工程量数据）。

在 IDAA 中 8031 与工控机以共享存储器的紧凑方式相互连接，双端口 RAM 上具有一定的冲突防止机制。当两端口同时访问同一地址单元时，片内的冲突仲裁逻辑将根据申请访问先后来决定哪一端访问；同时另一端产生 BUSY 负脉冲信号，以使处理器等待。双端口 RAM 占用工控机内存的 E0000H~EFFFFH 段或扩展内存，IDAA 上提供译码器供用户选择。

### 3 微控制器

微控制器 (Micro-Controller Unit, MCU)，国内习惯上又称为单片机，是在一块硅片上集成了各种部件的微型计算机，这些部件包括中央处理器 CPU、数据存储器 RAM、程序存储器 ROM、定时器/计数器和多种 I/O 接口电路如中断控制器、DMA 控制器、串并行接口等。早期的微控制器是在普通微处理器技术的基础上进行增强改进，典型的如英特尔的 80C186/188EX，广泛应用于多功能控制器、PLC 等系统。

微控制器根据字长可分为 8 位、16 位和 32 位微控制器等，尤其是 8 位微控制器得到了极其广泛的应用。

#### 3.1 8 位微控制器

最著名的 8 位微控制器是 Intel 的 MCS-51 系列及其他公司的增强衍生产品。这些衍生产品是在基本型基础上增强了各种功能的产品，如高级语言型、Flash 型、EPROM 型、A/D 型、DMA 型、多并行口型、专用接口型、双控制器串行通信型等，由 ATMEL、Philips 等公司生产。近年来发展很快的还有 ATMEL 公司的 AVR 微控制器、台湾义隆公司的 EM78 系列、Infineon (英飞凌) 的 XC800/500 系列等。

##### 3.1.1 MCS-51 系列微控制器

MCS-51 系列微控制器是 Intel 公司推出的通用型微控制器，基本型产品是 8051、8031 和 8751。这三种产品只是片内程序存储器的制造工艺不同。8051 的片内程序存储器 ROM 为掩膜型，在制造芯片时已将应用程序固化进去，使它具有了某种专用功能；8031 片内无 ROM，使用时需外接 ROM；8751 是片内 EPROM 型，固化的应用程序可以方便地改写。

以上三种器件采用 HMOS 工艺。此外还有低功耗基本型的 CMOS 工艺器件 80C51、80C31、87C51 等分别与上述器件兼容。CMOS 芯片具有低功耗的特点，如 8051 功耗约为 630mW，而 80C51 的功耗只有 120mW。除片内 ROM

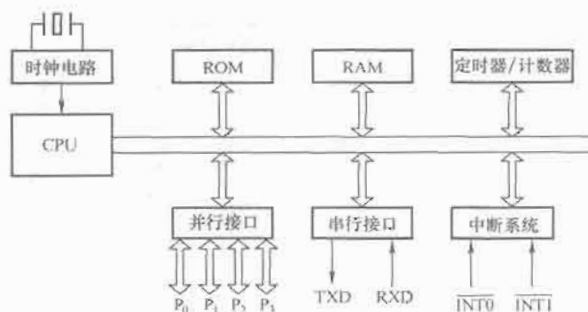


图 3.2-4 MCS-51 微控制器的基本结构

类型不同外，8051、8031、8751 的其他性能完全相同。MCS-51 微控制器的基本结构如图 3.2-4 所示。其结构特点如下：

- 1) 8 位 CPU。
- 2) 片内振荡器及时钟电路。
- 3) 32 根 I/O 线。
- 4) 外部存储器寻址范围 ROM、RAM 各 64KB。
- 5) 2 个 16 位的定时器/计数器。
- 6) 5 个中断源，2 个中断优先级。
- 7) 全双工串行口。
- 8) 布尔处理器。

MCS-51 系列微控制器已有十多个产品，寻址范围均为 64KB，其性能如表 3.2-6 所示。表中列出了 4 组性能上略有差异的微控制器。前两组属于同一规格，都可称为 51 系列。后两组为 52 系列，性能要高于 51 系列，除了存储器配置等差别外，8052 片内 ROM 中还掩膜了 BASIC 解释程序，因而可以直接使用 BASIC 语言编程。此外，87C51 和 87C52 还具有两级程序保密系统。

表 3.2-6 MCS-51 系列微控制器性能表

ROM 形式			片内 ROM (字节)	片内 RAM	寻址范围 (字节)	I/O			中断源
片内 ROM	片内 EPROM	外接 EPROM				计数器	并行口	串行口	
8051	8751	8031	4K	128	64K	2×16	4×8	1	5
80C51	87C51	80C31	4K	128	64K	2×16	4×8	1	5
8052	8752	8032	8K	256	64K	3×16	4×8	1	6
80C52	87C252	80C252	8K	256	64K	3×16	4×8	1	7

##### 3.1.2 89 系列微控制器

ATMEL 89 系列微控制器 (简称 89 系列微控制器) 是 ATMEL 公司的 8 位 Flash 微控制器系列，以 8051 为内核，故兼容 8051 系列微控制器。该系列微控制器的最大特点就是片内含有 Flash 存储器，因此用途十分广泛，特别是用于便携式、省电和特殊信息保存的仪器和系统中。

(1) 89 系列微控制器有下列很明显的优点：

- 1) 内部含 Flash 存储器，可十分方便地进行程序的修改。
- 2) 与 8051 系列微控制器兼容。
- 3) 静态时钟方式。89 系列微控制器采用静态时钟方式，所以可以节省电能。

(2) 89 系列微控制器的内部结构和 80C51 相近，但采取片内 Flash 存储器。

(3) 89 系列微控制器共有 7 种型号，分别为 AT89C51、

AT89LV51、AT89C52、AT89LV52、89C2051、AT89C1051、AT89S8252等。其中AT89LV51和AT89LV52分别是AT89C51和AT89C52的低电压产品,最低电压可以低至2.7V;而AT89C1051和AT89C2051则是低档型低电压产品。它们只有20条引脚,最低电压也为2.7V。

(4) 89系列微控制器的分类。89系列微控制器可分成标准型号、低档型号和高档型号三类。

1) 标准型 89 系列微控制器。标准型微控制器有 AT89C51、AT89LV51、AT89C52、AT89LV52 4 种型号。

标准型的 89 系列微控制器是和 MCS-51 系列微控制器兼容的,在内部含有 4KB 或 8KB 可重复编程的 Flash 存储器,可进行 1000 次擦写操作;全静态工作为 0~24MHz,有 3 级程序存储器锁定,内部含 128~256 字节的 RAM,有 32 条可编程的 I/O 线,有 2~3 个 16 位定时/计数器,有 6~8 级中断,有通用串行接口;有低电压空闲及电源休眠方式。

在标准型中,AT89C51 是基本型号,而 AT89LV51 是一种能在低电压范围工作的改进型,可在 2.7~6V 电压范围内工作,其他功能和 AT89C51 相同。

AT89C52 是在 AT89C51 的基础上,存储器容量、定时器和中断能力等得到改进的型号。AT89LV52 是 AT89C52 的低电压型号,可在 2.7~6V 电压范围内工作。

2) 低档型 89 系列微控制器。低档型 89 系列微控制器引脚只有 20 条,I/O 端口数较少,其他部件结构基本和 AT89C51 相近,有 AT89C1051(2051、4051)等型号。主要性能如下:① 内置 1KB、2KB、4KB 等容量的 Flash 存储器;② 64 或 128 字节片内 RAM;③ 15 条可编程 I/O 线;④ 1~2 个 16 位定时器/计数器;⑤ 3~6 个中断源;⑥ 2 级存储器加密;⑦ 可编程串行接口;⑧ 片内振荡器。

3) 高档型 89 系列微控制器。在 89 系列微控制器中,高档型有 AT89S8252 等,是在标准型的基础上增加了部分功能形成的,增加的功能主要有:① 8KB Flash 存储器有可下载功能。由 PC 机通过 AT89S8252 的串行外围接口 SPI 完成。② 2KB 的 EPROM,从而提高了存储容量。③ 具有 9 个中断响应的能力。④ 有标准型和低档型所不具有的 SPI 接口。⑤ Watchdog 定时器。⑥ 双数据指针。⑦ 能从电源下降的中断恢复。

表 3.2-7 给出了 89 系列微控制器各种型号的性能比较。

表 3.2-7 89 系列微控制器性能比较

型 号	AT89C51	AT89C52	AT89C1051	AT89C2051	AT89S8252
Flash 存储器 (KB)	4	8	1	2	8
片内 RAM (字节)	128	256	64	128	256
I/O 条	32	32	15	32	32
定时器(个)	2	3	1	2	3
中断源(个)	6	8	3	6	9
串行接口(个)	1	1	1	1	1
M 加密(级)	3	3	2	2	3
片内振荡器	有	有	有	有	有
EPROM(KB)	无	无	无	无	2

### 3.1.3 AVR 系列微控制器

ATMEL 公司的 AT90 系列嵌入式微控制器是一种基于 AVR 增强性能、RISC 结构、低功耗、CMOS 技术、8 位微控制器(Enhanced RISC Microcontrollers),通常简称为 AVR 微控制器,目前有 AT90S1200、AT90S4414、AT90S8515、AT90S2323、AT90S4434、AT90S8535、ATmega83/163、ATmega603/103、ATmega161、ATtiny10/11/12/15/22/24/28 等多种型号。它们的基本结构都比较相近。现以 AT90S8515 微控制器的内部结构为主,介绍 AVR 微控制器系统结构。

#### 3.1.3.1 AVR 微控制器总体结构

AT90 系列微控制器通过在单一时钟周期内执行功能强大的指令,每兆赫可实现 1MIPS 的处理能力,这使得设计者可以优化功耗与速度之间的矛盾。AVR 核为 32 个通用工作寄存器与丰富指令集的组合,32 个寄存器全部直接与运算逻辑单元(ALU)连接,这使得可以通过在一个时钟周期内执行一条指令来访问到两个独立的寄存器。这种组合机构具备的代码效率比完成同样处理能力的常规 CISC 微控制器要快 10 倍。

AT90 系列微控制器具有 1~128KB 可下载的 Flash 存储器、64~4KB EPROM、128B~4KB RAM、5~48 条通用的 I/O 线、32 个通用工作寄存器、带模拟比较器的定时/计数器、可编程的异步 UART 串行口、内部及外部中断、带内部晶振的可编程看门狗定时器、一个为下载程序而设计的 SPI 串行口、10 位 A/D 转换器以及两个可通过软件选择的省电模式。闲置模式将停止 CPU 的工作,但 SRAM、定时器/计数器、片内振荡器(RTC)、SPI 口及中断系统继续工作。掉电模式则保留寄存器的内容,但冻结晶振,终止芯片的其他功能,直至下一次外部中断或硬件复位。

该芯片的制造应用了 ATMEL 公司高密度、非易失存储器技术。芯片内可下载的 Flash 存储器可以通过 SPI 串行接口或通用的 NVRAM 编程器对程序存储器进行系统内的重新编程。通过在单一芯片内将一个增强性能的 RISC 8 位 CPU 与可下载的 Flash 结合,使得 ATMEL 的 AT90 系列微控制器成为一种满足多种要求、具有高度灵活性和低成本嵌入式控制应用的高效微控制器。

AT90 系列微控制器 AVR 的全套编程和系统开发工具包括 C 编译器、BASCOM-AVR、宏汇编器、程序调试器/程序仿真器、系统在线仿真器和 SL-AVR 开发下载实验器。

AT90S8515 微控制器内部结构如图 3.2-5 所示。AT90S4414 和 AT90S8515 引脚相同,仅 Flash、SRAM 和 EPROM 相差一倍。AT90S4414/AT90S8515 引脚与 MCS-51 系微控制器 8051/8052 的引脚兼容,仅复位电平不同,AVR 低电平复位,MCS-51 高电平复位。这给用 AVR 微控制器替代 MCS-51 微控制器硬件电路带来方便。

#### 3.1.3.2 AT90S8515 微控制器引脚说明

(1) Vcc: Vcc 为供电引脚,连接到正电源。

(2) GND: GND 为接地引脚,连接到电源地。

(3) A 口(PA0~PA7): A 口为一个 8 位双向 I/O 口,每一引脚内部都有上拉电阻。A 输出口的缓冲器可以吸收 20mA 的电流,因而能直接驱动 LED 显示器。当 A 口被用于输入且内部上拉被触发时,如果外部被拉低,则会输出电流。当使用外部 SRAM 时,A 口作为复用的地址/数据和输入/输出口。

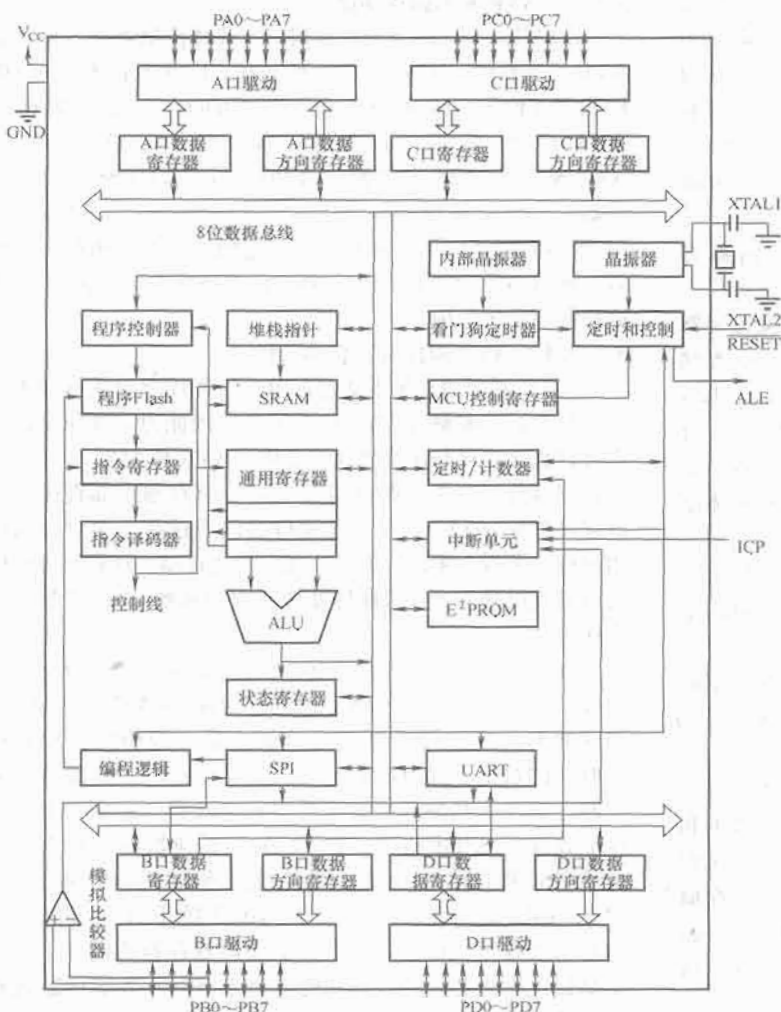


图 3.2-5 AT90S8515 微控制器结构图

(4) B 口(PB0~PB7): B 口为一个 8 位双向 I/O 口, 每一引脚内部都有上拉电阻。B 口的输出缓冲器可以吸收 20mA 的电流。当 B 口被用于输入且内部上拉被触发时, 如果外部被拉低, 则会输出电流。B 口的 8 个引脚也可作为第二功能使用。

(5) C 口(PC0~PC7): C 口为一个 8 位双向 I/O 口, 每一引脚内部都有上拉电阻。C 口的输出缓冲器可以吸收 20mA 的电流。当 C 口被用于输入且内部上拉被触发时, 如果外部被拉低, 则会输出电流。当使用外部 SRAM 时, C

口作为地址输出。

(6) D 口(PD0~PD7): D 口为带有内部拉高的 8 位双向 I/O 口。D 口的输出缓冲器可以吸收 20mA 的电流。当 D 口被用于输入且内部上拉被触发时, 如果外部被拉低, 则会输出电流。D 口的 8 个引脚也可作为第二功能使用。

(7) RESET: RESET 为复位输入。当晶振运行时, 引脚上一个两周期的低电平信号可对芯片进行复位。

(8) XTAL1: XTAL1 为晶振反相放大器的输入端和内部时钟操作电路的输入端。

(9) XTAL2: XTAL2 为晶振反相放大器的输出端。

(10) ICP: ICP 是定时/计数器 1 的输入引脚。

(11) ALE: ALE 是使用外部存储器时的地址锁存触发端。ALE 选通门被用于在第一个访问周期中将低位地址锁存到地址锁存器中, 而 PD0~PD7 在第二个访问周期中被用作数据。

### 3.1.4 EM78 系列微控制器

EM78 系列微控制器是台湾义隆公司推出的 8 位微控制器。多年来, 它们已被广泛地应用在家用电器、工业控制、仪器等方面, 其优良的结构和性能已为用户所认同。

EM87 系列微控制器可分为通用型和专用型两种。

通用型微控制器将众多功能集于一身, 其中包括算术逻辑单元 (ALU)、只读存储器 (ROM)、随机存取存储器 (RAM)、输入/输出 (I/O)、堆栈、中断控制器、定时/计数器、看门狗定时器 (WDT)、复位电路、振荡电路等, 属真正意义上的微控制器小系统, 适合小批量一般用途的产品开发。

专用型微控制器产品有外接液晶显示的玩具专用型、来电显示专用型、电话专用型等。这类微控制器主要适用于大批量的定型产品。

表 3.2-8 中列出了几种主要的 EM78 系列通用型 8 位微控制器主要参数。

表 3.2-8

EM78 系列通用型 8 位微控制器一览表

型 号	ROM (位)	RAM (字节)	I/O	中断 (外/内)	计数器	引脚	电 压 (V)	备 注
EM78P153	512×13	32	12	3(1/2)	1	14	2.2~6.0	内含 RC 振荡
EM78P156	1K×13	48	12	3(1/2)	1	18	2.5~5.5	低电压复位
EM78P256	2K×13	48	12	3(1/2)	1	18	2.5~5.5	
EM78P456	4K×13	48	12	3(1/2)	1	18	2.5~5.5	
EM78P447 EM78M447	4K×13	148	20/24	2(1/1)	1	28/32	2.5~5.5	
EM78450	4K×13	147	35	3(1/2)	2	40	2.2~6.0	仪掩膜型
EM78P451	4K×13	147	35	3(1/2)	2	40、42、44	2.3~5.5	含 SPI 接口
EM78P458/9	4K×13	96	16	6(1/5)	3	20/24	2.2~6.0	含 AD、PWM
EM78P805/6	8K×13	0.6K	36	9	3	80/100	2.5~6.0	含 LCD 驱动、DTMF 接收、FDK 电路
EM78P811/60	16K×13	2.8K	32	8(4/4)	3	80/100	2.5~6.0	含 LCD 驱动、DTMF 接收、FDK 电路
EM78P565/7	4~16K×13	0.5K	24~36	12	3	32~44	2.5~6.0	含 DTMF、AD、DA 电路
EM78P257	2K×13	80	15/17	4(1/3)	4	18/20	2.1~5.5	红外、鼠标应用电路

### 3.1.4.1 EM78447 的主要性能

1) 采用 8 位数据总线和 13 位指令总线独立分离的哈佛结构。

2) 采用 RISC 指令集, 58 条指令全部是单字节, 其中 99.9% 为单周期指令(对程序计数器 PC 指针进行写操作除外)。

3) 4K×13 位的程序存储器(有 OTP、掩膜、MTP 版本)。

4) 148 个通用数据寄存器可直接寻址使用。

5) 9 个特殊功能寄存器。

6) 具有一个结构选择寄存器用于设置振荡器的工作方式等。

7) 具有五级堆栈使程序嵌套更自由。

8) 3 个双向三态 I/O 口, 可分别设置为上拉或集电极开路等。

9) 具有两个硬件中断和 1 个软件中断。

10) 两种工作模式: 正常工作模式 1.5mA/5V(4M), 15μA/3V(32K); 休眠模式 1μA/5V(可由 I/O 唤醒)。

11) 具有 R-OPTION 功能, 即用电阻的上拉、下拉来选择内部程序的执行。

12) 一个带 8 位预置器的 8 位定时/计数器和一个看门狗定时器(WDT)。

13) 采用先进的加密方法防止用户代码被非法读出。

14) 工作电压为 2.5~5V, 工作频率为 0~20MHz, 工作温度为 0~70℃。

### 3.1.4.2 EM78447 系列微控制器内部框图

EM78447 在片内集成了一个 8 位算术运算单元 ALU 和工作寄存器 ACC、4KB 的 ROM、148 个 RAM、20~24 个 I/O 口、8 位预置器(PRESCALER)及 8 位计数器(TCC)、振荡器、看门狗、5 级堆栈、中断控制器、指令寄存器、译码器和其他一些寄存器等。内部框图如图 3.2-6 所示。

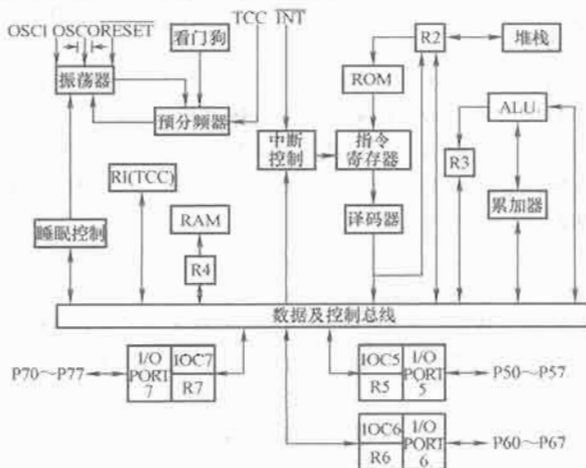


图 3.2-6 EM78447 内部框图

### 3.1.4.3 EM78447 程序存储器与堆栈

EM78447 内部程序存储器和堆栈如图 3.2-7 所示。

PC 指针(寄存器 R2)和堆栈的位数是 12 位, 即寻址空间分别为 4KB, 一个程序页面为 1KB。页面选择通过设定状态寄存器 R3 的 Bit6(PS1)、Bit5(PS0)来完成, 内容如表 3.2-9 所示。

PS1(R3.6)	PS0(R3.5)	程序页面地址
0	0	0 页[000~3FF]
0	1	1 页[400~7FF]
1	1	2 页[800~BFF]
1	1	3 页[C00~FFF]

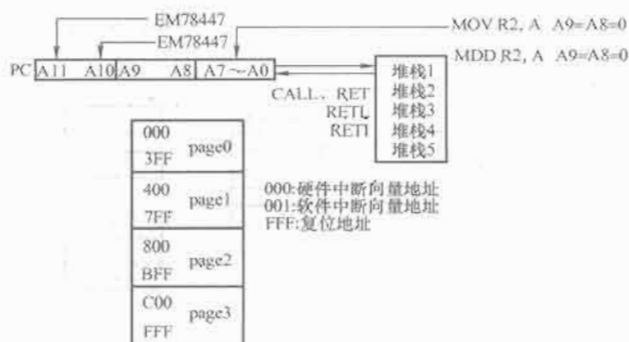


图 3.2-7 程序存储器结构框图

EM78447 可在同一页面内直接跳转(JMP)和调用子程序(CALL), 即 JMP 时装入目标地址至 PC 的低 10 位, CALL 时装入目标地址至 PC 的低 10 位, 且 PC+1 压线, 调用同 1K 页面内的任何程序。

在 EM78447 中, 当需要跳转或调用不同页面的子程序时, 则须在调用前修改 R3 的 PS0/PS1, 执行 JMP 或 CALL 会将状态寄存器 R3 的 PS0/PS1、PS0 载入 PC 的 A10/A11、A10。

对 PC(R2)进行直接操作指令如“MOV R2, A”、“ADD R2, A”、“BC R2, 0”都将导致 PC 之第 9 及第 10 位(A9、A8)被清零, 因此此类情况产生的任何跳转都限定在同一页面的前 256 个地址内。

TBL 指令把存在 A 中的相对地址加至 R2(R2+A→R2), 且 R2 的第 9、10 位(A9、A8)不变, 因此所产生的跳转可至整个页面。

EM78447 有 5 级堆栈, 遵循后入先出的原则实现程序多至 5 级嵌套调用。当 CALL 和中断响应时 PC+1 压栈; 当子程序或中断返回, 执行 RET、RETL(带参数返回)、RETI(中断返回), 将栈顶值(栈 1)弹回程序计数器 PC, 同时将堆栈 2 的值复制到堆栈 1, 堆栈 3 的值复制到堆栈 2, 以此类推。要注意的是 RET、RETL、RETI 指令并没有改变 R3 中的 PS0~PS1 位便返回到原来调用程序的页面, 所以当从一次跨页的子程序调用返回时, 一定要用指令恢复 R3 中原先的 PS0、PS1 值。

### 3.1.4.4 EM78447 数据存储器结构

EM78447 的数据存储器分工作寄存器和特殊功能寄存器两大类, 如图 3.2-8 所示。

(1) R0——间接寻址寄存器。R0 并非一个实际工作的寄存器, 只作为间接寻址用。

(2) R1——8 位定时/计数器 TCC。此寄存器为 8 位定时/计数器, 可由程序进行读/写操作, 用于对外加在 TCC 脚上的脉冲或对内部的时钟计数。

(3) R2——程序计数器 PC 和堆栈。

在复位情况下, R2 每位均被置“1”, 地址指向 FFFH。

对 R2 进行写操作的指令需要两个指令周期。

(4) R3——状态寄存器 STATUS。如表 3.2-10 所示, R3 包括 ALU 运算标志、页面标志、复位状态等。

表 3.2-10 状态寄存器

7	6	5	4	3	2	1	0
GP	PS1	PS0	T	P	Z	DC	C

(5) R4——RAM 选择寄存器 RSR。在间接寻址模式里, Bit0~Bit5 用来选择寄存器(地址: 00~3F); Bit6~Bit7 两位用来确定 4 个 RAM 页面中的哪一个, 每个 RAM



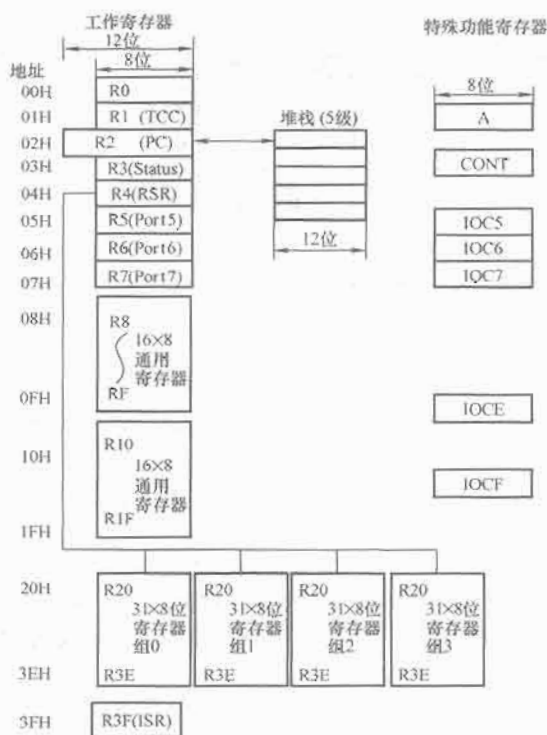


图 3.2-8 EM78447 RAM 结构图

页面为 31 个字，地址为 20~3E。未作间接寻址时，R4 可作 8 位宽度的可读/写通用寄存器。

(6) R5—P5 的双向 I/O 口寄存器。EM78447A 仅使用 R5 的低 4 位，其余高 4 位都为“0”；EM78447B 为 8 位双向 I/O 口。

(7) R6~R7—P6~P7。两个双向三态 8 位 I/O 口寄存器。

(8) R8~R1F、R20~F3E。

R8~R1F：通用寄存器。

R20~R3E：31 个通用寄存器地址。它包含 4 个页面，即每个页面都有 31 个寄存器且地址为 20H~3EH，具体页面由 R4 的 Bit6~Bit7 决定。

(9) R3F——中断标志寄存器。R3F 寄存器的各位功能见表 3.2-11。

表 3.2-11 中断标志寄存器

7	6	5	4	3	2	1	0
—	—	—	—	EXIF	—	—	TCIF

Bit0(TCIF)：TCC 计数器 1 溢出中断标志位。当 TCC 计数器溢出时置“1”，可由软件清零。

Bit3(EXIF)：外部中断标志位。当 INT 脚有下降沿触发时置“1”，可用软件清零。

Bit4~Bit7：未使用。

R3F 可用软件清零，但不能被置“1”。IOCF 为中断屏蔽寄存器，通过指令读取 R3F 值，此时结果值为 R3F 和 IOCF 相与的结果。

#### 3.1.4.5 特殊功能寄存器

EM78447 的特殊功能寄存器主要包括累加器、控制寄存器和 WDT 预分频器。

(1) 累加器 A。内部数据传输或指令运算单元，属不可寻址单元。

(2) 控制寄存器。控制寄存器是用来控制 I/O 的工作状态、中断控制、看门狗定时器控制等，它们的寄存器地址如

表 3.2-12，其读写只能采用指令 IORR 或 IOWR 来完成。

1) CONT(控制寄存器)。寄存器与 EM78 × 56 的 CONT 相比仅增加了 Bit7(/PHEN)，其他完全一样。其各位功能如表 3.2-12 所示。

表 3.2-12 CONT 的各位功能

7	6	5	4	3	2	1	0
/PHEN	INT	TS	TE	PAB	PSR2	PSR1	PRR0

/PHEN：I/O 上拉使能标志位。

置 0：P60~P67 和 P74~P75 内部上拉电阻使能。

置 1：上拉电阻关闭。

2) IOC5~IOC7(I/O 口控制寄存器)。IOC5~IOC7 分别为口 5~口 7 控制寄存器，按位将 IOC5、IOC6、IOC7 设为“1”时表示该脚设为输入(高阻抗)，设为“0”时表示该脚为输出。在 EM78447A 中，IOC7 仅使用 IOC5 的低 4 位和 IOC6、IOC7 位。

3) IOCE(看门狗定时器控制寄存器)。其各位功能如表 3.2-13 所示。

表 3.2-13 IOCE 的各位功能

7	6	5	4	3	2	1	0
—	ODE	WTE	SLPC	ROC	—	—	/WUE

Bit0(/WUE)：P60~P67，P74~P75 唤醒功能控制位。

置 0：使能唤醒功能；置 1：禁止唤醒功能。

Bit3(ROC)：R-OPTION 选择位。置 1：使能 P70、P71 引脚的 R-OPTION 功能；置 0：禁止 R-OPTION 功能。

Bit4(SLPC)：用于控制振荡器的工作。置 1：由唤醒信号的下降沿(P60~P67、P74、P75)触发硬件“1”；置 0：由软件清零。

当 SLPC 由软件清零时，振荡器停止工作，微控制器进入休眠模式 2(Sleep2mode)。所谓休眠模式 2，有别于通常休眠模式，此种情况下一旦微控制器被唤醒，先由振荡定时器(OST)延时约 18ms 后，再执行下一条指令，如此可保证振荡器的稳定工作。

Bit5(WTE)：使能看门狗定时器控制位。置 0：关闭 WDT；置 1：使能 WDT。

注意：WDT 起作用的先决条件结构选择寄存器(CODEOPTION)中 WTC 位为“1”，若为“0”则 WDT 不起作用。

Bit6(ODE)：集电极开路输出控制，可读写位。置 0：P76 和 P77 为通常的 I/O 脚；置 1：P76 和 P77 为集电极开路输出脚。

Bit7：未使用。

4) IOCF(中断屏蔽寄存器)。其各位功能如表 3.2-14 所示。

表 3.2-14 IOCF 的各位

7	6	5	4	3	2	1	0
—	—	—	—	EXIE	—	—	TCIE

Bit0(TCIE)：TCIF 中断屏蔽位(TCC 溢出中断)。置 0：屏蔽 TCIF 中断；置 1：允许 TCIF 中断。

Bit3(EXIE)：EXIF 中断屏蔽位(外部中断 INT)。置 0：屏蔽 EXIF 中断；置 1：允许 EXIF 中断。

当将 IOCF 相应的控制位置“1”，则相应的中断允许，使用“ENI”指令时所有中断被开放，而使用“DISI”指令，则



所有指令被关闭。IOCF 为可读写寄存器。

### 3.1.4.6 结构选择寄存器(CODEOPTION)

EM78447 的结构寄存器,并非一般的程序存储器,它是不可存取, MASK 型 EM78447 只能是在掩膜时写入,对 EM78P447 OTP 型则可通过烧写器写入。CODEOPTION 用来指定微控制器的一些功能。

(1) EM78447/AP/BP(MASK 型)结构寄存器。其各位功能见表 3.2-15。

表 3.2-15 MASK 型结构寄存器的各位

7	6	5	4	3	2	1	0
—	—	—	CLKS	TYP	WTC	HLF	MS

Bit0(MS): 振荡器形式选择。0: RC 型; 1: XTAL(晶振或陶瓷谐振器)。

Bit1(HLF): XTAL 频率选择。0: 低频(32.768kHz); 1: 高频。

Bit2(WTC): WDT 选择位。0: 关闭; 1: 使能。

Bit3(TYP): 型号选择。0: EM78447B; 1: EM78447A。

Bit4(CLS): 指令周期时钟选择。0: 二个振荡时钟为一个指令周期; 1: 4 个振荡时钟为一个指令周期。只有当 MS=1 时此位方才有作用; 当 MS=0, HLF 必须为“0”。

(2) EM78P447A/B(OTP 型)结构选择寄存器。其各位功能见表 3.2-16。

表 3.2-16 OPT 型结构寄存器各位

12	11	10	9	8	7	6	5~0
MS	ENWDTB	CLKS	PT	HLF	HLP	TYP	—

Bit12(MS): 振荡器形式选择。0: RC 型; 1: XTAL 型。

Bit11(ENWDTB): 看门狗选择。0: 使用 WDT; 1: 关闭 WDT。

Bit10(CLS): 一个指令周期的振荡时钟数。0: 2 个振荡时钟; 1: 4 个振荡时钟。

Bit9(PT): 程序加密选择位。0: 程序加密; 1: 程序不加密。

Bit8(HLF): XTAL 频率选择。0: 低频(32.768kHz); 1: 高频。只有在 MS=1 时, 此位才有用; 当 MS=0 时 HLF 必须为“0”。

Bit7(HLP): 功耗选择。0: 低功耗; 1: 高功耗。

Bit6(TYP): 型号选择。0: EM78P447B; 1: EM8P447A。

Bit5~0 未使用, 默认值为 000 000。

以上 OTP 结构位在 OTP 烧写软件中设置并写入。

## 3.2 16 位微控制器

16 位微控制器有英特尔公司的 MCS-96 系列、摩托罗拉公司的 MC68000 系列、西门子公司 8XC166 系列等。其较为成功的有西门子公司 8XC166 系列。

表 3.2-17

C166 系列微控制器性能表

C166 系列	类 型	最大 CPU 时钟	振荡器	指令周期时间 (ns)	ROM (字节)	RAM 包 × RAM (字节)	ADC 10 位分辨率	定时器 (16 位)	串行 I/O	封 装
C161	C161V-LM	20	prescaler/	100	—	1K	—	3	USART	P-MQFP-80
	C161K-LM		direct	100	—	1K	—	3	+	P-MQFP-80
	C161O-LM		input/	100	—	2K	—	5	SSC	P-MQFP-80
	C161PI-LM	25	PLL	80	—	3K	4	5	+PC	P-MQFP/TQFP-100

以亿恒科技(西门子)公司 16 位微控制器 C166 系列为例,该微控制器系列是西门子公司于 1989 年推出的。

C166 系列微控制器采用了类似 RISC 的 CPU 结构、4 级流水线和面向寄存器操作,快速的中断响应(200ns)和文本切换(80ns),为高速实时响应提供了保证。片内还具有类似于 DMA 的外设事件控制器 PEC,提高了数据传输流量。此外,其大容量片内 RAM(4KB)和片内 ROM(128KB),16MB 的寻址、通用定时单元 CPT 和灵活的模块化设计,使得 C166 微控制器能面向 HLL 高级语言和实时多任务操作系统设计,这些是 8 位微控制器不能比拟的。

### 3.2.1 C166 系列微控制器

C166 系列微控制器的主要特性:

(1) 高性能类 RISC 的 16 位 CPU。

1) 4 级流水线。

2) R0~R15 通用寄存器。

3) 支持 HLL 高级语言及实时多任务 OS。

4) 时钟频率: 16~66MHz(指令周期 125~30ns)。

5) 寻址范围: 16MB。

6) 片内 RAM: 1~11KB。

7) 片内 ROM: 128/256KB(C163-16F25F/C167CS-32FM)。

8) 多功能定时/计数器。

9) 通用定时单元 GPT1: T2、T3、T4。

10) 通用定时器单元 GPT2: T5 和 T6。

(2) 可编程 WATCHDOG 定时器。

(3) 串行 I/O 接口。

(4) 同步、异步接口 USART。

(5) 高速同步接口 SSC。

(6) 高速串行接口 SSP。

(7) I2Cbus(C161PI 微控制器)。

(8) 并行 I/O 端口。

(9) 63~111 根 I/O。

(10) A/D 转换器: (4~24)×10 位。

(11) 实时时钟 HPC(C161PI、C164 和 C167CS 微控制器)。

(12) CAN 接口(C164 和 C167 微控制器)。

(13) 外设事件控制器 PEC。

(14) 中断: 14、56 个(16 级优先权)。

(15) 片内自举引导。

(16) 省电工作方式。

(17) 空闲和掉电工作方式。

(18) 灵活电源管理。

(19) 通过外中断/RIC 中断唤醒/退出。

C166 系列微控制器可以分成三大类: 面向过程微控制器, C161x、C163 和 C165 微控制器; 通用类微控制器, 8XC166 和 C164 微控制器; 高集成度的 C167 微控制器。表 3.2-17 是 C166 系列微控制器性能表。

续表

C166 系列	类 型	最大 CPU 时钟	振荡器	指令周期时间 (ns)	ROM (字节)	RAM 包 ×RAM (字节)	ADC 10 位分辨率	定时器 (16 位)	串行 I/O	封 装
C163	C163-LF	20	PLL/	100	—	1K	—	5	USART+SSP	P-TQFP-100
	C163-L25F	25	prescaler/	80	—	1K	—	5		P-TQFP-100
	C163-24D	33	directinput	60	—	1K	—	5		P-TQFP-100
C164	C164CI-8EM	20	PLL/prescaler	100	64K OTP	2K	8	5	USART+ SSC+CAN	P-MQFP-80
	C164CI-8RM	20	/directinput	100	64K ROM	2K	8	5		P-MQFP-80
C165	C165-LM	20	prescaler/ directinput	100	—	2K	—	5	USART+ SSC	P-MQFP-100
	C165-L25M	25		80	—	2K	—	5		P-MQFP-100
	C165-RM	20		100	4K ROM	2K	—	5		P-MQFP-100
	C165-LF	20		100	—	2K	—	5		P-TQFP-100
	C165-L25F	25		80	—	2K	—	5		P-TQFP-100
C166	SAB80C166-M	20	prescaler	100	—	1K	—	7	2×USART	P-MQFP-100
	SAB80C166-M25	25	prescaler	80	—	1K	—	7	2×USART	P-MQFP-100
	SAB80C166-5M	20	prescaler	100	32K ROM	1K	—	7	2×USART	P-MQFP-100
	SAB83C166-5M25	25	prescaler	80	32K ROM	1K	—	7	2×USART	P-MQFP-100
	SAB80C166W-M	20	directinput	100	—	1K	—	7	2×USART	P-MQFP-100
	SAB83C166W-5M	20	directinput	100	32K ROM	1K	—	7	2×USART	P-MQFP-100
C167	C167-LM	20	prescaler	100	—	2K	16	9	USART	P-MQFP-144
	C167S-4RM	20	PLL/directinput	100	32K ROM	2K	16	9	+	P-MQFP-144
	C167SR-4RM	20	PLL/directinput	100	32K ROM	4K	16	9	SSC	P-MQFP-144
	C167CR-LM	20	PLL/directinput	100	—	4K	16	9	USART	P-MQFP-144
	C167CR-L25M	25	PLL/directinput	80	—	4K	16	9	+	P-MQFP-144
	C167CR-4RM	20	PLL/presc. /d. i.	100	32K ROM	4K	16	9	SSC	P-MQFP-144
	C167CR-16RM	20	PLL/presc. /d. i.	100	128K ROM	4K	16	9	+	P-MQFP-144
	C167CS-32FM	25	PLL/presc. /d. i.	80	256K Flash	4K	16	9	CAN	P-MQFP-144

### 3.2.2 C164 系列微控制器

亿恒科技公司 C164 微控制器是一款非常优秀的 16 位微控制器,高性能 CPU 结合功能丰富的外设,每秒可执行 1250 万条指令,在 CPU 时钟频率 20MHz 时具有卓越的性能特点。

C164 微控制器的结构结合了 RISC 和 CISC 两者的优点,集成了功能强大的 CPU 内核和丰富的片上外设。C164 微控制器将高性能 CPU 与一系列功能强大的外设单元集成起来,有效地连接成一个微控制器系统。片上存储器模块带有专用总线和控制单元,用于存储代码和数据。此外,C164 微控制器还采用了 XBUS 总线,用来表示外部总线接口。XBUS 总线提供了一种标准化的方法,可方便地将附加的专用外设集成到标准 C164 芯片中。图 3.2-9 为 C164 系统框图。

### 3.3 MCU 的中断技术

#### 3.3.1 中断系统概述

##### 3.3.1.1 中断的概念

(1) 中断。中断是一种特殊的输入/输出处理形式。程序执行过程中,允许外部或内部事件通过硬件打断程序的执行,使其转向为处理外部或内部事件的中断服务程序中去,完成中断服务程序后,CPU 继续原来被打断的程序,这一过程称为中断响应过程,如图 3.2-10 所示。

(2) 中断源。中断源是指能产生中断的外部和内部事件。

(3) 中断优先级。当有几个中断源同时申请中断时,或者 CPU 正在处理某中断源服务程序时,又有另一中断源申请中断,那么 CPU 必须要区分哪个中断源更重要,从而确定优先去向处理的能力,称为中断优先级。

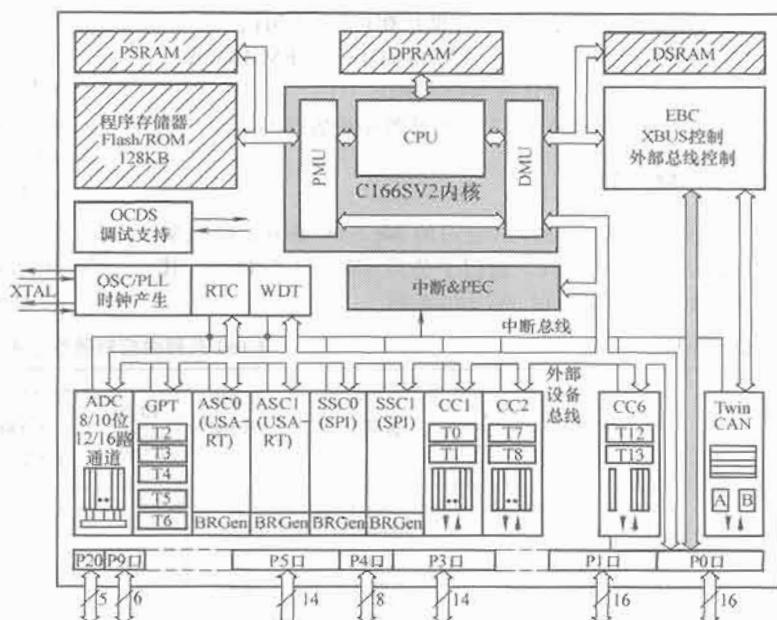


图 3.2-9 C164 处理器系统框图

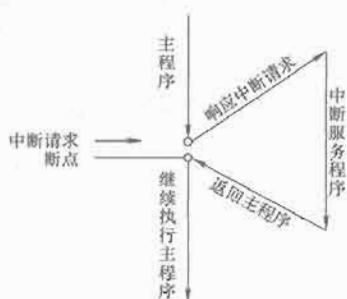


图 3.2-10 中断响应过程

(4) 中断嵌套。优先级高的事件可以中断 CPU 正在处理的低级的中断服务程序，待完成了高级中断服务程序之后，再继续执行被打断的低级中断服务程序，这就是中断嵌套。

### 3.3.1.2 中断需要解决的问题

CPU 中断系统需要解决的问题主要有三点：

(1) 当单片微机内部或外部有中断申请时，CPU 能及时响应中断，停下正在执行的任务，转去处理中断服务子程序，中断服务处理后能回到原断点处继续处理原先的任务。

(2) 当有多个中断源同时申请中断时，应先响应优先级高的中断源，实现中断优先级的控制。

(3) 当低优先级中断源正在享用中断服务时，若优先级比它高的中断源也申请中断，这时要求能停下低优先级中断源的服务程序转去执行更高优先级中断源的服务程序，实现中断嵌套，并能逐级正确返回原断点处。

### 3.3.1.3 中断的主要功能

(1) 实现 CPU 与外部设备的速度配合。由于应用系统的许多外部设备速度较慢，与速度越来越快的 CPU 之间无法实现数据的同步交换，比如打印机与单片微机的接口。这时可以通过中断的方法来协调快速 CPU 与慢速外部设备之间的工作。当 CPU 在执行程序过程中，若需要进行数据的输入或输出，则先启动外部设备。当外部设备为数据的输入或输出做好准备后，即向 CPU 发出中断信号，CPU 响应中断，停止当前程序的执行，转去为外部设备的数据输入或输出服务。中断服务结束后，CPU 返回断点处往下继续执行程序，而外部设备为下一次数据的传送做准备。

(2) 实现实时控制。在单片微机中，依靠中断技术能实现实时控制。实时控制要求计算机能及时完成被控对象随机提出的分析和计算任务，以便使被控对象能保持在最佳工作状态，达到预定的控制要求。在自动控制系统中，要求各控制参量随机地在任何时刻可向计算机发出请求，CPU 必须做出快速响应，及时处理。

(3) 故障诊断及处理。单片微机应用中由于外界的干扰、硬件或软件设计中存在问题等因素，在实际运行中会出现硬件故障、运算错误、程序运行故障等，有了中断技术，计算机就能及时发现故障并自动处理。

(4) 实现人机联系。比如通过键盘向单片微机发出中断请求，可以实时干预计算机的工作。

### 3.3.2 MCS-51 系列 MCU 中断系统

MCS-51 系列 MCU 中断系统包括中断源、中断使能寄存器 IE、中断优先级寄存器 IP、中断矢量等。处理器只有

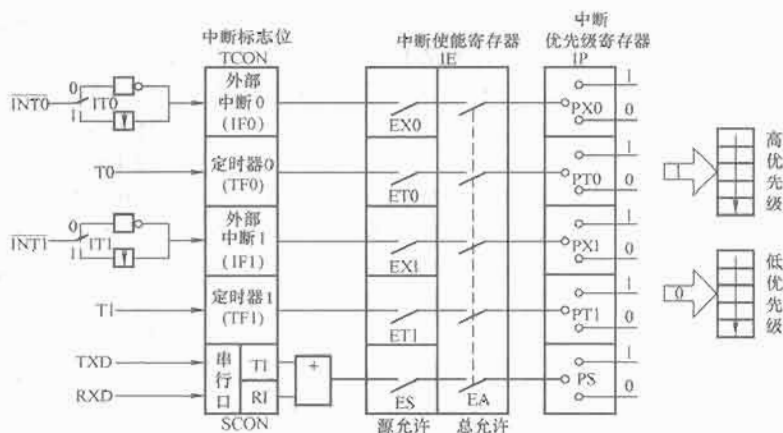


图 3.2-11 51 系列 MCU 中断系统结构图

两级中断优先级，中断系统结构如图 3.2-11 所示。

(1) 中断源。51 系列 MCU 中有 5 个中断源，每一个中断源都能被程控为高优先级或低优先级。五个中断源中包括两个外部中断源和三个内部中断源。两个外部中断源是  $\overline{\text{INT0}}$  和  $\overline{\text{INT1}}$ ，外部设备的中断请求信号、掉电等故障信号都可以从  $\overline{\text{INT0}}$  或  $\overline{\text{INT1}}$  引脚输入。三个内部中断源为定时/计数器 T0 和 T1 的定时/计数溢出中断和串行口发送或接收中断。

(2) 中断矢量。当 CPU 响应中断时，由硬件直接产生一个地址，即矢量地址，由矢量地址指出中断源设备对应的中断服务程序的入口，这种方法通常称为矢量中断。很显然，每个中断源分别有自己的中断服务程序，而每个中断服务程序又有自己的矢量地址。当 CPU 识别出某个中断源时，由硬件直接给出一个与该中断源相对应的矢量地址，从而转入各自中断服务程序。中断矢量地址见表 3.2-18。

表 3.2-18 中断矢量地址

中 断 源	中断矢量地址
外部中断 0 ( $\overline{\text{INT0}}$ )	0003H
定时/计数器 0 (T0)	000BH
外部中断 1 ( $\overline{\text{INT1}}$ )	0013H
定时/计数器 1 (T1)	001BH
串行口 (R1, T1)	0023H
定时/计数器 2 (8052)	002BH

(3) 中断的控制。MCS-51 系列 MCU 通过中断使能控制寄存器对中断的使能(开放)实行二级控制，即以 EA 位作为总控制位，以各中断源的中断使能位作为分控制位。只有当总控制位 EA 有效时，即开放中断系统，这时各分控制位对相应中断源分别进行的开放或禁止才有效。

在 MCS-51 系列 MCU 中有高、低两个中断优先级，通过中断优先级寄存器进行设定，优先服务次序排列见图 3.2-12。

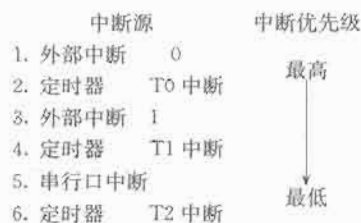


图 3.2-12 MCS-51 系列微控制器中断优先级

MCS-51 系列 MCU 是一个二级中断系统,但是通过软件可以模仿第二优先级。

CPU 响应中断请求,转向中断服务程序执行,在其执行中断返回指令(RETI)之前,中断请求信号必须撤除,否则将会再一次引起中断而出错。

中断请求撤除的方式有三种:

1) 由 MCU 内部硬件自动复位。对于定时/计数器 T0、T1 的溢出中断和采用跳变触发方式的外部中断请求,在 CPU 响应中断后,由内部硬件自动清除中断标志 TF0 和 TF1、IE0 和 IE1,而自动撤除中断请求。(硬件置位,硬件清除。)

2) 应用软件清除相应标志。对于串行接收/发送中断请求和 80C52 中的定时/计数器 T2 的溢出和捕获中断请求,在 CPU 响应中断后,必须在中断服务程序中用软件清除 RI、TI、TF2 和 EXF2 这些中断标志,才能撤除中断。(硬件置位,软件清除。)

3) 采用外加硬件结合软件清除中断请求。对于采用电平触发方式的外部中断请求,中断标志的撤销是自动的,但中断请求信号的低电平可能继续存在,在以后机器周期采样时又会把已清零的 IE0、IE1 标志重新置 1,再次申请中断。为保证在 CPU 响应中断后、执行返回指令前撤除中断请求,必须考虑另外的措施,保证在中断响应后把中断请求信号从低电平强制改变为高电平。这可在系统中加入如图 3.2-13 所示的电路实现。

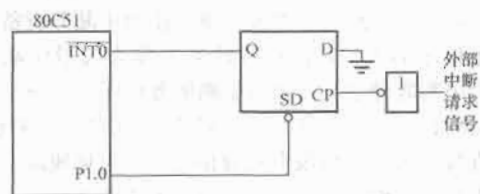


图 3.2-13 软件触发式外部中断请求撤销电路

从图 3.2-13 中可看到,用 D 触发器锁存外部中断请求低电平,并通过触发器输出端 Q 送 INT0 或 INT1,所以 D 触发器对外部中断请求没有影响。但在中断响应后,为了撤销低电平引起的中断请求,可利用 D 触发器的置位端 SD 来实现。采用 80C51 的一根 P1.0 口线来控制 SD 端。只要在 SD 端输入一个负脉冲即可使 D 触发器置“1”,从而撤销低电平的中断请求信号(硬件置位,硬、软件结合清除)。

所需负脉冲可以通过在中断服务程序中增加两条指令,使 P1.0 输出一个负脉冲,其持续时间为两个机器周期,足以使 D 触发器置位,撤除低电平中断请求。

### 3.3.3 中断的响应过程和响应时间

#### 3.3.3.1 中断的响应过程

中断响应过程的时序如图 3.2-14 所示。

(1) 中断采样。中断采样是针对外部中断请求信号进行的,而内部中断请求都发生在芯片内部,可以直接置位 TCON 或 SCON 中的中断请求标志。在每个机器周期的 S5P2(第五状态的第二节拍)期间,各中断标志采样相应的中断源,并置入相应标志。

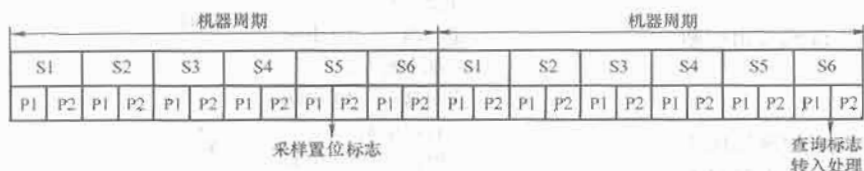


图 3.2-14 中断响应过程时序图

若查询到某中断标志为 1,则按优先级的高低进行处理,即响应中断。

80C51 的中断请求都汇集在 TCON 和 SCON 两个特殊功能寄存器中,而 CPU 则在下一机器周期的 S5P2 期间按优先级的顺序查询各中断标志。先查询高级中断,再查询低级中断。同级中断按内部中断优先级序列查询。如果查询到有中断标志位为 1,则表明有中断请求发生,接着从相邻的下一个机器周期的 S1 状态开始进行中断响应。

由于中断请求是随机发生的,CPU 无法预先得知,因此中断查询要在指令执行的每个机器周期中不停地重复执行。

(2) 中断响应。响应中断后,由硬件自动生成长调用指令“LCALL”,其格式为 LCALL addr16,而 addr16 是中断源的中断矢量地址(参见表 3.2-18)。首先将程序计数器 PC 的内容压入堆栈进行保护,同时堆栈指针 SP 加 2。

将对应中断源的中断矢量地址装入程序计数器 PC,使程序转向该中断矢量地址,去执行中断服务程序。由于各中断矢量区仅 8 个字节,一般情况下难以安排下一个完整的中断服务程序,因此,通常是在中断矢量区中安排一条无条件转移指令,使程序执行转向在目标地址中存放的中断服务程序。

中断服务程序由中断矢量地址开始执行,直至遇到 RETI 指令为止。执行中断返回指令 RETI,一是撤销中断申请,弹出断点地址进入 PC,同时堆栈指针 SP 减 2,恢复原程序的断点地址执行;二是恢复中断触发器原先状态。

中断响应是有条件的,在接受中断申请时,如遇下列情况之一时,硬件生成的长调用指令“LCALL”将被封锁:

1) CPU 正在执行同级或高一级的中断服务程序中。因为当一个中断被响应时,其对应的中断优先级触发器被置 1,封锁了同级和低级中断。

2) 查询中断请求的机器周期不是执行当前指令的最后一个周期。目的在于使当前指令执行完毕后,才能进行中断响应,以确保当前指令的完整执行。

3) 当前正在执行 RETI 指令或执行对 IE、IP 的读/写操作指令。80C51 中断系统的特性规定,在执行完这些指令之后,必须再继续执行一条指令,然后才能响应中断。

#### 3.3.3.2 中断响应时间

当 MCU 应用于实时控制系统时,往往非常在意中断的响应时间,比如出现故障后,CPU 在多长时间里能够响应和处理。

一般来说,在单级中断系统中,中断的响应时间最短为 3 个机器周期,最长为 8 个机器周期。

如果中断请求被前面所列三个条件之一所阻止,不能产生硬件长调用 LCALL 指令,那么所需的响应时间就更长些。如果正在处理同级或优先级更高的中断,那么中断响应的还需取决于处理中的中断服务程序的执行时间。

#### 3.3.4 外部中断源的扩展

在 MCS-51 系列单片机中,一般只有两个外部中断请求输入端 INT0、INT1。当某个系统需要处理多个外部中断

源时,可以通过增加“OC 门”结合软件来扩展;当定时/计数器在系统中有空余时,也可以通过对计数器计数长度的巧妙设置,使定时/计数器的外部输入脚(T0 或 T1)成为外部中断请求输入端。

(1) 采用“OC 门”经“线或”后实现。引入芯片本身的外部中断请求输入端



(INT0、INT1)就可很方便地扩展多个外部中断源。图 3.2-15 所示为占用一个 80C51 的 INT0(或 INT1)扩展 4 个外部中断源的电路。

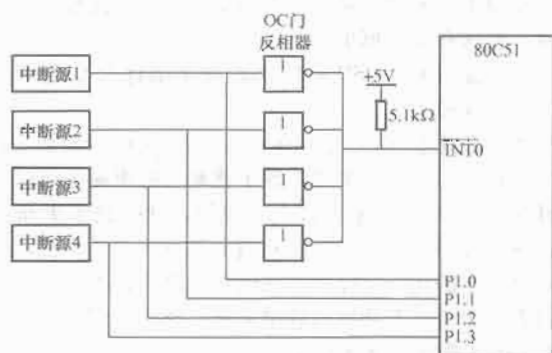


图 3.2-15 外部中断源的扩展电路

4 个扩展外部中断源中有一个或几个出现高电平，反相器输出为 0，引起 INT0 低电平触发中断，所以这些中断源都是电平触发方式。当满足外部中断请求条件时，则 CPU 响应中断，转入 0003H 单元开始执行中断服务程序。在中断服务程序中，由软件设定的顺序查询外中断哪一位是高电平，然后进入该中断处理程序。查询的顺序就是外部扩展中断源的中断优先级顺序。外部中断源查询的流程图如图 3.2-16 所示。

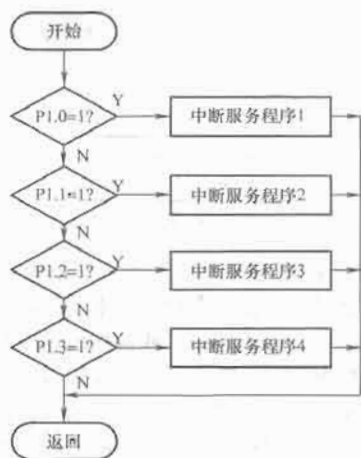


图 3.2-16 外部中断源查询流程图

从流程图中可以看出，这里定义的扩展外中断源 1 的优先级最高，扩展外中断源 4 的优先级最低，所以查询的顺序从 P1.0 开始。

(2) 通过片内定时/计数器来实现。可以利用定时/计数器 T0 或 T1 的外部事件输入引脚 T0、T1 作为边沿触发的外部中断源。这时应设置定时/计数器为计数器方式，而计数常数为满刻度值。外部输入的脉冲在负跳变时有效，计数器加 1，由于计数常数已设为满刻度值，所以计数器加 1 后即溢出，向 CPU 申请中断。

如果以定时/计数器 T0、T1 的计数脉冲输入作为外部中断请求输入，定时/计数器 T0、T1 的中断矢量用作第三、第四个扩展的外部中断矢量，定时/计数器 T0、T1 的中断服务程序入口地址作为扩展的外部中断服务入口地址，即实现了外部中断的扩展。

在 80C52 中，当定时/计数器 2 用作波特率发生器时，若 EXEN2 置 1，则 T2EX 端的信号产生负跳变时，EXF2 将置 1，但不会发生重载或捕获操作。这时，T2EX 可以作

为一个附加的外部中断源。

### 3.3.5 中断服务程序的设计

中断控制实质上就是对几个特殊功能寄存器进行管理和控制。只要这些寄存器的相应位按照人们的要求进行了状态预置，CPU 就会按照要求对中断源进行管理和控制。在 80C51 单片微机中，需要用软件对以下 5 个内容进行设置：

- (1) 中断服务程序入口地址的设定。
- (2) 某一中断源中断请求的使能与禁止。
- (3) 对于外部中断请求，还需进行触发方式的设定。
- (4) 各中断源优先级级别的设定。
- (5) CPU 开中断与关中断。

中断程序一般包含中断控制程序和中断服务程序两部分。

中断控制程序即中断初始化程序，一般不独立编写，而是包含在主程序中，根据上述的 5 点通过编写几条指令来实现。

中断响应很突出的一点是它的随机性。下面针对中断服务程序在编写中的几个问题进行说明。

(1) 保护断点和现场，恢复断点和现场。中断服务程序和子程序一样，在调用和返回时，也有一个保护断点和现场、恢复断点和现场的问题。

在中断响应过程中，断点的保护主要由硬件电路自动实现。它将断点压入堆栈，再将中断服务程序的入口地址送入程序计数器 PC，使程序转向中断服务程序，即为中断源的请求服务。

所谓现场是指中断发生时单片微机中存储单元、寄存器、特殊功能寄存器中的数据或标志位等。因此在编写中断服务程序时必须考虑保护现场的问题。在 80C51 单片微机中，现场一般包括累加器 A、工作寄存器 R0~R7 以及程序状态字 PSW 等。保护的方法与子程序相同，可以有以下几种：

- 1) 通过堆栈操作指令。
- 2) 通过工作寄存器区的切换。
- 3) 通过单片微机内部存储器单元暂存。

现场保护一定要位于中断服务程序的前面。在结束中断服务程序返回断点处之前要恢复现场，与保护现场的方法相对应。而恢复断点也是由硬件电路自动实现的，中断服务程序的最后一条指令必须是 RETI 指令。

(2) 对中断的控制，51 系列 MCU 具有多级中断功能（即多重中断嵌套），为了不至于在保护现场或恢复现场时，由于 CPU 响应其他中断请求，而使现场破坏。一般规定，在保护和恢复现场时，CPU 不响应外界的中断请求，即关中断。因此，在编写程序时，应在保护现场和恢复现场之前，关闭 CPU 中断，在保护现场和恢复现场之后，再根据需要使 CPU 开中断。对于重要中断，不允许被其他中断所嵌套。除了设置中断优先级外，还可以采用关中断的方法，彻底屏蔽其他中断请求，待中断处理完之后再打开中断系统。

## 4 DSP 控制器

### 4.1 概述

数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)是一门涉及许多学科而又广泛应用于许多领域的新兴技术。20 世纪 60 年代以来，随着计算机和信息技术的飞速发展，数字信号处理技术应运而生并得到迅速的发展。



数字信号处理是利用计算机或专用处理设备,以数字形式对信号进行采集、变换、滤波、插值、增强、压缩、识别等处理,以得到符合人们需要的信号形式。

数字信号处理的实现方法:

(1) 在通用的计算机(如 PC 机)上用软件(如 C 语言)实现。

(2) 在通用计算机系统中加上专用的加速处理机实现。

(3) 用通用的微控制器(如 MCS-51、96 系列等)实现,这种方法可用于一些不太复杂的数字信号处理,如数字控制等。

(4) 用通用的可编程 DSP 芯片实现。与微控制器相比,DSP 芯片具有更加适合于数字信号处理的软件和硬件资源,可用于复杂的数字信号处理算法。

(5) 用专用的 DSP 芯片实现。在一些特殊的场合,要求的信号处理速度极高,用通用 DSP 芯片很难实现,需要专用于 FFT、数字滤波、卷积、相关等算法的 DSP 芯片,这种芯片将相应的信号处理算法在芯片内部用硬件实现,无须进行编程。

在上述几种方法中,第一种方法的缺点是速度较慢,一般可用于 DSP 算法的模拟;第二种和第五种方法专用性强,应用受到很大的限制,第二种也不便于系统的独立运行;第三种只适用于实现简单的 DSP 算法;只有第四种才使数字信号处理的应用打开了新的局面。

#### 4.1.1 DSP 系统构成

图 3.2-17 所示为一个典型的 DSP 系统。图中的输入信号可以有各种各样的形式。例如它可以是麦克风输出的语音信号或是电话线来的已调制数据信号,可以是编码后在数字链路上传输或存储在计算机里的摄像机图像信号等。



图 3.2-17 典型的 DSP 系统

系统输入信号首先进行抗混叠滤波和采样,然后进行 A/D 变换将信号变换成数字比特流。根据奈奎斯特采样定理,为保证信息不丢失,采样频率至少必须是输入带限信号最高频率的 2 倍。

DSP 芯片的输入是 A/D 变换后得到的以采样形式表示的数字信号,DSP 芯片对输入的数字信号进行某种形式的处理,如进行一系列的乘累加操作(MAC),这是 DSP 的关键。最后,经过处理后的数字样值再经 D/A 变换转换为模拟量值,之后再进行内插和平滑滤波就可得到连续的模拟波形。

必须指出的是,上面给出的 DSP 系统模型是一个典型模型,但并不是所有的 DSP 系统都必须具有模型中的所有部件。如语音识别系统在输出端并不是连续的波形,而是识别结果,如数字、文字等;有些输入信号本身就是数字信号,因此就不必进行 A/D 变换了。

#### 4.1.2 DSP 系统的特点

数字信号处理系统是以数字信号处理为基础,因此具有数字处理的全部优点:

(1) 接口方便。DSP 系统与其他以现代数字技术为基础的系统或设备都是相互兼容的,与这样的系统接口以实现某种功能要比模拟系统与这些系统接口要容易得多。

(2) 编程方便。DSP 系统中的可编程 DSP 芯片可使设计人员在开发过程中灵活方便地对软件进行修改和升级。

(3) 稳定性好。DSP 系统以数字处理为基础,受环境温

度以及噪声的影响较小,可靠性高。

(4) 精度高。16 位数字系统可以达到  $10^{-5}$  的精度。

(5) 可重复性好。模拟系统的性能受元器件参数性能影响变化比较大,而数字系统基本不受影响,因此数字系统便于测试、调试和大规模生产。

(6) 集成方便。DSP 系统中的数字部件有高度的规范性,便于大规模集成。

当然,数字信号处理也存在一定的缺点。例如,DSP 系统中的高速时钟可能带来高频干扰和电磁泄漏等问题,而且 DSP 系统消耗的功率也较大。此外,DSP 技术更新的速度快,数学知识要求多,开发和调试工具还不尽完善,尽管如此,其突出的优点已经使之在通信、语音、图像、工业控制、仪器仪表等许多领域得到越来越广泛的应用。

#### 4.1.3 DSP 系统的设计过程

总的来说,DSP 系统的设计还没有非常好的正规设计方法。图 3.2-18 所示是 DSP 系统设计的一般流程。

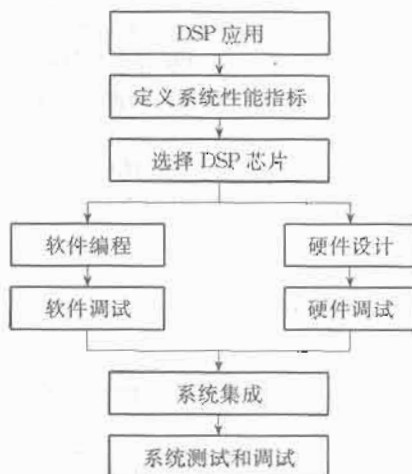


图 3.2-18 DSP 系统的设计流程

在设计 DSP 系统之前,首先必须根据应用系统的目标确定系统的性能指标、信号处理的要求,通常可用数据流程图、数学运算序列、正式的符号或自然语言来描述。

第二步是根据系统的要求进行高级语言的模拟。一般来说,为了实现系统的最终目标,需要对输入的信号进行适当的处理,而处理方法的不同会导致不同的应用系统性能,要得到最佳的性能,就必须在这一步确定最佳的处理方法,即数字信号处理的算法(Algorithm),因此这一步也称算法模拟阶段。

在完成第二步之后,接下来就可以设计实时 DSP 系统,实时 DSP 系统的设计包括硬件设计和软件设计两个方面。硬件设计首先要根据系统运算量的大小、对运算精度的要求、系统成本限制以及体积、功耗等要求选择合适的 DSP 芯片;然后设计 DSP 芯片的外围电路及其他电路。软件设计和编程主要根据系统要求和所选的 DSP 芯片编写相应的 DSP 汇编程序,也可用高级语言(如 C 语言)编程。由于现有的高级语言编译器的效率还比不上手工编写汇编语言的效率,因此在实际应用系统中常常采用高级语言和汇编语言混合编程的方法。采用这种方法,既可缩短软件开发的周期,提高程序的可读性和可移植性,又能满足系统实时运算的要求。

DSP 硬件和软件设计完成后,就需要进行硬件和软件的调试。软件的调试一般借助于 DSP 开发工具,如软件模拟器、DSP 开发系统或仿真器等。调试 DSP 算法时一般采用比较实时运行与模拟结果的方法,如果实时程序和模拟程

序的输入相同,则两者的输出应该一致。应用系统的其他软件可以根据实际情况进行调试。硬件调试一般采用硬件仿真器进行调试,如果没有相应的硬件仿真器,且硬件系统不是十分复杂,也可以借助于一般的工具进行调试。

系统的软件和硬件分别调试完成后,就可以将软件脱离开发系统而直接应用系统上运行。当然,DSP系统的开发,特别是软件开发是一个需要反复进行的过程,虽然通过算法模拟基本上可以了解实时系统的性能,但实际上模拟环境不可能与实时系统环境完全一致,而且将模拟算法移植到实时系统时必须考虑算法是否能够实时运行的问题。如果算法运算量太大不能在硬件上实时运行,则必须重新修改或简化算法。

#### 4.1.4 DSP 芯片

##### 4.1.4.1 DSP 芯片概念及特点

DSP 芯片,也称数字信号处理器,是一种特别适合于进行数字信号处理运算的微处理器,其主要应用是实时快速实现各种数字信号处理算法。根据数字信号处理的要求,DSP 芯片一般具有如下主要特点:

- 1) 在一个指令周期内可完成一次乘法和一次加法。
- 2) 程序和数据空间分开,可以同时访问指令和数据。
- 3) 片内具有快速 RAM,通常可通过独立的数据总线同时访问。
- 4) 具有低开销或无开销循环及跳转的硬件支持。
- 5) 快速的中断处理和硬件 I/O 支持。
- 6) 具有在单周期内操作的多个硬件地址产生器。
- 7) 可以并行执行多个操作。
- 8) 支持流水线操作,使取指、译码和执行等操作可以重叠进行。

当然,与通用微处理器相比,DSP 芯片的其他通用功能相对较弱些。

##### 4.1.4.2 DSP 芯片的发展

世界上第一个单片 DSP 芯片应当是 1978 年 AMI 公司发布的 S2811,1979 年美国英特尔公司发布的商用可编程器件 2920 是 DSP 芯片的一个主要里程碑。这两种芯片内部都没有现代 DSP 芯片所必须有的单周期乘法器。1980 年,日本 NEC 公司推出的  $\mu$ D7720 是第一个具有乘法器的商用 DSP 芯片。

在这之后,最成功的 DSP 芯片当数美国德州仪器(Texas Instruments, TI)公司的系列产品。TI 公司在 1982 年成功推出其第一代 DSP 芯片 TMS32010 及其系列产品 TMS32011、TMS320C10/C14/C15/C16/C17 等,之后相继推出了第二代 TMS32020、TMS320C25/C26/C28,第三代 TMS320C30/C31/C32,第四代 TMS320C40/C44 和第五代 TMS320C5X/C54X,第二代 DSP 芯片的改进型 TMS320C2XX,集多片 DSP 芯片于一体的高性能 DSP 芯片 TMS320C8X 以及目前速度最快的第六代 DSP 芯片 TMS320C62/67X 等。TI 公司将常用的 DSP 芯片归纳为三大系列,即 TMS320C2000 系列(包括 TMS320C2X/C2XX)、TMS320C5000 系列(包括 TMS320C5X/C54X/C55X)、TMS320C6000 系列(TMS320C62X/C67X)。如今,TI 公司的系列 DSP 产品已经成为当今世界上最有影响的 DSP 芯片,市场份额占全世界份额近 50%,TI 公司也成为世界上最大的 DSP 芯片供应商。

与其他公司相比,Motorola 公司在推出 DSP 芯片方面相对较晚。1986 年,该公司推出了定点处理器 MC56001,1990 年推出了与 IEEE 浮点格式兼容的浮点 DSP 芯片 MC96002。

美国模拟器件公司(ADI)在 DSP 芯片市场上也占有一定的份额,相继推出了一系列具有自己特点的 DSP 芯片,其定点 DSP 芯片有 ADSP2101/21031/2105、ASDP211/2115、ADSP2161/2162/2164 以及 ADSP2171/181,浮点 DSP 芯片有 ADSP21000/21020、ADSP21060/1062 等。

自 1980 年以来,DSP 芯片得到了突飞猛进的发展,DSP 芯片的应用越来越广泛。从运算速度来看,MAC(一次乘法和一次加法)时间已经从 20 世纪 80 年代初的 400ns(如 TMS32010)降低到 10ns 以下(如 TMS320C54X、TMS320C62X/67X 等),处理能力提高了几十倍。DSP 芯片内部关键的乘法器部件从 1980 年的占模片区(diearea)的 40%左右下降到 5%以下,片内 RAM 数量增加一个数量级以上。从制造工艺来看,1980 年采用  $4\mu\text{m}$  的 N 沟道 MOS(NMOS)工艺,而现在则普遍采用亚微米(Micron)CMOS 工艺。

DSP 芯片的引脚数量从 1980 年的最多 64 个增加到现在的 200 个以上,意味着结构灵活性的增加,如外部存储器的扩展和处理器间的通信等。此外,DSP 芯片的体积、质量和功耗都有很大程度的下降。表 3.2-19 列出了 TI 公司 DSP 芯片每十年性能规模、工艺价格的比较。表 3.2-20 列出了世界上主要 DSP 芯片供应商的代表芯片的一些数据。

表 3.2-19 TI 公司 DSP 芯片发展的比较(典型值)

年 代	1980	1990	2000	2010
速度(MIPS)	5	40	5000	50 000
内部 RAM(字节)	256	2K	32K	1M
制造工艺( $\mu\text{m}$ )	3	0.8	0.1	0.02
规模(门)	$50 \times 10^4$	$5 \times 10^5$	$5 \times 10^6$	$5 \times 10^7$
功耗(mW/MIPS)	250	12.5	0.1	0.001
价格(美元)	150	15	5	0.15

表 3.2-20 单片可编程 DSP 芯片

公 司	DSP 芯片	推出时间 (年)	MAC 周期 (ns)	定点位数	浮点位数
AMI	S2811	1978	300	12/16	
NEC	$\mu$ PD7720	1980	250	16/32	
	$\mu$ PD77230	1985	150		32
TI	TMS32010	1982	390	16/32	
	TMS32020	1987	200	16/32	
	TMS320C25	1989	100	16/32	
	TMS320C30	1989	60	24/32	
	TMS320C40	1992	40	32	
	TMS320C50	1990	35	16/32	32/40
	TMS320C203	1996	12.5	16/32	40
	TMS320LC549	1996	10	16/32	
	TMS320C62X	1997	5	16/32	
Motorola	MC56001	1986	75	24	
	MC96002	1990	50	32/64	
	MC56002	1991	50	24/48	32/44

续表

公 司	DSP 芯片	推出时间 (年)	MAC 周期 (ns)	定点位数	浮点位数
AT&T	DSP32C	1988	80	16 或 24	32/40
	DSP16A	1988	25	16/36	
	DSP3210	1992	60	24	32/40
ADI	ADSP2101	1990	60	16	
	ADSP21020	1991	40	32	32/40

#### 4.1.4.3 DSP 芯片的分类

DSP 芯片可以按照下列三种方式进行分类:

(1) 按照基础特性分。这是根据 DSP 芯片的工作时钟和指令类型来分类的。如果在某时钟频率范围内的任何时钟频率上, DSP 芯片都能正常工作, 除计算速度有变化外, 没有性能的下降, 这类 DSP 芯片一般称为静态 DSP 芯片。例如, 日本 OKI 电气公司的 DSP 芯片、TI 公司的 TMS320C2XX 系列芯片属于这一类。

如果有两种或两种以上的 DSP 芯片, 它们的指令集和相应的机器代码和管脚结构相互兼容, 则这类 DSP 芯片称为一致性 DSP 芯片。例如, 美国 TI 公司的 TMS320C54X 就属于这一类。

(2) 按照数据格式分。这是根据 DSP 芯片工作的数据格式来分类的。数据以定点格式工作的 DSP 芯片称为定点 DSP 芯片, 如 TI 公司的 TMS320C1X/C2X、TMS320C2XX/C5X、TMS320C54X/C62XX 系列, ADI 公司的 ADSP21XX 系列, AT&T 公司的 DSP16/16A, Motorola 公司的 MC56000 等。数据以浮点格式工作的称为浮点 DSP 芯片, 如 TI 公司的 TMS320C3X/C4X/C8X, ADI 公司的 ADSP21XXX 系列, AT&T 公司的 DSP32/32C, Motorola 公司的 MC96002 等。

不同的浮点 DSP 芯片所采用的浮点格式不完全一样, 有的 DSP 芯片采用自定义的浮点格式, 如 TMS320C3X。而有的 DSP 芯片则采用 IEEE 的标准浮点格式, 如 Motorola 公司的 MC96002、Fujitsu 公司的 MB86232 和 Zoran 公司的 ZR35325 等。

(3) 按用途分。按照 DSP 的用途来分, 可分为通用型 DSP 芯片和专用型 DSP 芯片。通用型 DSP 芯片适合普通的 DSP 应用, 如 TI 公司的系列 DSP 芯片属于通用型 DSP 芯片。专用 DSP 芯片是为特定的 DSP 运算而设计的, 更适合特殊的运算, 如数字滤波、卷积和 FFT, 如 Motorola 公司的 DSP56200、Zoran 公司的 ZR34881、Inmos 公司的 IM-SA100 等就属于专用型 DSP 芯片。

#### 4.1.4.4 DSP 芯片的选择

总的来说, DSP 芯片的选择应根据实际的应用系统需要而确定。一般来说, 选择 DSP 芯片时应考虑如下诸多因素:

(1) DSP 芯片的运算速度。运算速度是 DSP 芯片一个最重要的性能指标, 也是选择 DSP 芯片时所需要考虑的一个主要因素。DSP 芯片的运算速度可以用以下几种性能指标来衡量。

1) 指令周期: 即执行一条指令所需的时间, 通常以 ns (纳秒) 为单位。

2) MAC 时间: 即一次乘法加上一次加法的时间。大部分 DSP 芯片可在一个指令周期内完成一次乘法和加法操作。

3) FFT 执行时间: 即运行一个 N 点 FFT 程序所需的时间。

4) MIPS: 即每秒执行百万条指令。

5) MOPS: 即每秒执行百万次操作。

6) MFLOPS: 即每秒执行百万次浮点操作。

7) BOPS: 即每秒执行十亿次操作, 如 TMS320C80 的处理能力为 2BOPS。

(2) DSP 芯片的价格。DSP 芯片的价格也是选择 DSP 芯片所需考虑的一个重要因素。如果采用价格昂贵的 DSP 芯片, 即使性能再高, 其应用范围肯定会受到一定的限制, 尤其是民用产品。因此根据实际系统的应用情况, 需确定一个价格适中的 DSP 芯片。

(3) DSP 芯片的硬件资源。不同的 DSP 芯片所提供的硬件资源是不相同的, 如片内 RAM 和 ROM 的字节数、外部可扩展的程序和数据空间、总线接口、I/O 接口等。即使是同一系列的 DSP 芯片(如 TI 公司的 TMS320C54X 系列), 系列中不同的 DSP 芯片也具有不同的内部硬件资源, 可以适应不同的需要。

(4) DSP 芯片的运算精度。一般定点 DSP 芯片的字长为 16 位, 如 TMS320 系列。但有些公司的定点芯片为 24 位, 如 Motorola 公司的 MC56001 等。浮点芯片的字长一般为 32 位, 累加器为 40 位。

(5) DSP 芯片的开发工具。在 DSP 系统的开发过程中, 开发工具是必不可少的。如果有功能强大的开发工具的支持, 如 C 语言支持, 则开发的时间就会大大缩短。所以, 在选择 DSP 芯片的同时必须注意其开发工具的支持情况, 包括软件和硬件的开发工具。

(6) DSP 芯片的功耗。在某些 DSP 应用场合, 功耗也是一个需要特别注意的问题。如便携式的 DSP 设备、手持设备、野外应用的 DSP 设备等都对功耗有特殊的要求。目前, 3.3V 供电的低功耗高速 DSP 芯片已大量使用。

(7) 其他。除了上述因素外, 选择 DSP 芯片还应考虑到封装的形式、质量标准、供货情况、生命周期等。

## 4.2 DSP 结构与工作原理

可编程 DSP 芯片是一种具有特殊结构的微处理器, 为了达到快速进行数字信号处理的目的, DSP 芯片一般都具有程序和数据分开的总线结构、流水线操作功能、单周期完成乘法的硬件乘法器以及一套适合数字信号处理的指令集。

### 4.2.1 DSP 芯片的基本结构

为了快速实现数字信号处理运算, DSP 芯片一般都采用特殊的软硬件结构。现以 TI 公司的 TMS320 系列为例介绍 DSP 芯片的基本结构。

TMS320 系列 DSP 芯片的基本特点包括: ①哈佛结构; ②流水线操作; ③专用的硬件乘法器; ④特殊的 DSP 指令; ⑤快速的指令周期。这些特点使得 TMS320 DSP 芯片可以实现快速的 DSP 运算, 并使大部分运算(例如乘法)能够在—个指令周期内完成。由于 TMS320 系列 DSP 芯片是软件可编程器件, 因此具有通用微处理器方便灵活的特点。

(1) 哈佛结构。哈佛结构是不同于传统的冯·诺依曼(Von Neumann)结构的并行体系结构, 其主要特点是将程序和数据存储在不同的存储空间中, 即程序存储器和数据存储器是两个相互独立的存储器, 每个存储器独立编址, 独立访问。

在哈佛结构中, 由于程序和数据存储在两个独立的空间中, 因此取指和执行能完全重叠运行。为了进一步提高运行速度和灵活性, TMS320 系列 DSP 芯片在基本哈佛结构的基础上做了改进, 一是允许数据存放在程序存储器中, 并被算术运算指令直接使用, 增强了芯片的灵活性; 二是指令存



储在高速缓冲器(Cache)中,当执行此指令时,不需要再从存储器中读取指令,节省了1个指令周期的时间,如TMS320C30具有64个字的Cache。

(2) 流水线操作。与哈佛结构相关,DSP芯片广泛采用流水线以减少指令执行时间,从而增强了处理器的处理能力。TMS320系列处理器的流水线深度从2~6级不等。第一代TMS320系列处理器采用2级流水线,第二代采用3级流水线,第三代采用4级流水线,而TMS320C54X则采用6级流水线。采用流水线操作,处理器可以并行处理多条指令,每条指令处于流水线上的不同阶段。图3.2-19为一个三级流水线操作的例子。

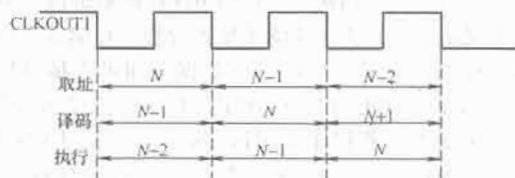


图 3.2-19 三级流水线操作

在三级流水线操作中,取指、译码和执行操作可以独立地处理,这可使指令执行能完全重叠。在每个指令周期内,三个不同的指令处于激活状态,每个指令处于不同的阶段。例如,在第 $N$ 个指令取指时,前面一个即第 $N-1$ 个指令正在译码,而第 $N-2$ 个指令则正在执行。一般说来,流水线对用户是透明的。

(3) 专用硬件乘法器。乘法是DSP的重要组成部分。乘法速度越快,DSP处理器的性能就越高。在通用的微处理器中,乘法指令是由一系列加法来实现,故需多个指令周期来完成。相比而言,DSP芯片的特征就是有一个专用的硬件乘法器。在TMS320系列中,由于具有专用的硬件乘法器,乘法可在一个指令周期内完成。

(4) 特殊的DSP指令。DSP芯片的一个重要特点是采用特殊的指令。比如DMOV指令,它把指令的数据存储器内容复制到该地址加1的地址中,原单元的内容保持不变,即完成数据移位功能。在数字信号处理中,延迟操作非常重要,在DSP中延迟即由类似于DMOV这样的指令来实现的。

TMS320C24X有另一个特殊指令LTD,它能在一个指令周期内完成LT、DMOV和APAC三条指令的内容,这样就大大简化了程序指令。

(5) 快速的指令周期。哈佛结构、流水线操作、专用的硬件乘法器、特殊DSP指令再加上集成电路的优化,可使DSP芯片的指令周期达到200ns以下。TMS320系列处理器的指令周期已经从原来的200ns降低至现在的20ns以下。快速的指令周期使得DSP芯片能够实时实现许多应用。

#### 4.2.2 TI公司的定点DSP芯片

自1982年TI公司推出第一片定点DSP芯片TMS32010以来,TI公司的定点DSP芯片经历了TMS320C1X、TMS320C2X、TMS320C5X、TMS320C2XX、TMS320C54X和TMS320C62XX/C64XX等几代产品,产品的性能价格比不断提高,应用越来越广泛。目前应用广泛的主要有TMS320C200系列、TMS320C5000系列和TMS320C600系列中的TMS320C62XX/C64XX。

##### 4.2.2.1 TMS320C1X系列

第一代TMS320系列DSP芯片包括TMS32010、TMS32011、TMS320C10、TMS320C15和TMS320C17/

E17。其中,TMS32010和TMS32011采用 $2.4\mu\text{m}$ 的NMOS工艺,而其他则采用 $1.8\mu\text{m}$ 的CMOS工艺。这些芯片的典型工作频率为20MHz。TMS320第一代DSP芯片的主要特点如下。

- 1) 指令周期:160/200/80ns。
- 2) 片内RAM:144字/256字(TMS320C15/E15/C17/E17)。
- 3) 片内ROM:1.5K字/4K字(TMS320C15/C17)。
- 4) 4K字的片内程序EPROM(TMS320E15/E17)。
- 5) 4K字外部全速存储器扩展。
- 6) 并行乘法器:乘积为32位。
- 7) 桶形移位器:将数据从存储器移到ALU。
- 8) 并行移位器。
- 9) 允许文本交换的 $4\times 12$ 位堆栈。
- 10) 两个间接寻址的辅助寄存器。
- 11) 双通道串行口(TMS32011、TMS320C17/E17)。
- 12) 片内压扩硬件(TMS32011、TMS320C17/E17)。
- 13) 协处理器接口(TMS320C17/E17)。
- 14) 器件封装:40脚双列直插(DIP)/44脚塑封(PLCC)。

TMS320 DSP芯片的第一代产品基于TMS32010和它的CMOS版本TMS320C10的结构。TMS32010于1982年推出,是第一个能够达到5MIPS的微处理器。

TMS32010采用改进的哈佛结构,即程序和数据空间相互独立。程序存储器可在片内(1.5K字)或片外(4K字)。片内数据RAM为144字。有4个基本的算术单元:算术逻辑单元(ALU)、累加器(ACC)、乘法器和移位器。

(1) ALU:32位数据操作的通用算术逻辑单元。ALU可进行加、减和逻辑运算。

(2) ACC:累加器存储ALU的输出,也是ALU的一个输入。它采用32位字长操作,分为高16位和低16位两部分。处理器提供高16位和低16位的专门指令:SACH(高16位)和SACL(低16位)。

(3) 乘法器: $16\times 16$ 位并行乘法器由三个单元组成:T寄存器、P寄存器和乘法器阵列,T寄存器存储被乘数,P寄存器存储32位乘积。为了使用乘法器,被乘数首先必须从数据RAM中装入到T寄存器,可用LT、LTA和LTD指令;然后执行MPY(乘)或MPY(乘立即数)指令;乘和累加器操作可用LTA、LTD和MPY、MPYK指令在两个指令周期内完成。

(4) 移位器:有两个移位器可用于数据移位。一个是桶形移位器,另一个是并行移位器。桶形移位器又称定标移位器,当数据存储器中的数据送入累加器或与累加器中的数据进行运算时,先通过这个移位器进行0~16位左移,然后再进行运算。并行移位器即输出移位器,其作用是将累加器中的数据左移0、1或4位后再送入数据存储器中,以实现小数运算或小数乘积的调整。

在TMS32010/C10基础上又派生出了多个处理器,它们可提供不同的处理器速度、存储器扩展和各种I/O集成。表3.2-21列出了TMS320第一代产品的比较。

表 3.2-21 TMS320 第一代处理器

DSP 芯片	指令周期 (ns)	制造工艺	片内程序 ROM (K 字)	片内程序 EPROM (K 字)	片内数据 RAM (字)	片外程序 (K 字)
TMS32010	200	NMOS	1.5		144	4

续表

DSP 芯片	指令周期 (ns)	制造工艺	片内程序 ROM (K 字)	片内程序 EPROM (K 字)	片内数据 RAM (字)	片外程序 (K 字)
TMS32010-25	160	NMOS	1.5		144	4
TMS32010-14	280	NMOS	1.5		144	4
TMS32011	280	NMOS	1.5		144	
TMS320C10	200	CMOS	1.5		144	4
TMS320C10-25	160	CMOS	1.5		144	4
TMS320C15	200	CMOS	4		256	4
TMS320C15-25	160	CMOS	4		256	4
TMS320E15	200	CMOS		4	256	4
TMS320C17	200	CMOS	4		256	
TMS320C17-25	160	CMOS	4		256	
TMS320E17	200	CMOS		4	256	

## 4.2.2.2 TMS320C2X

第二代 TMS320 DSP 芯片包括 TMS32020、TMS320C25/E25、TMS320C26 及 TMS320C28。在这些芯片中, TMS32020 是一个过渡的产品, 其指令周期为 200ns, 与 TMS32010 相当, 而其硬件结构则与 TMS320C25 一致。在第二代 DSP 芯片中, TMS320C25 是一个典型的代表, 其他芯片都是由 TMS320C25 派生出来的。其中 TMS320E25 将内部 4K 字的 ROM 改为 EPROM, TMS320C26 去掉了内部的 4K 字 ROM, 而将片内 RAM 增加到 1.5K 字。TMS320C28 则将内部 ROM 增加到 8K 字。

(1) TMS320C25 的基本特征:

- 1) 指令周期: TMS320C25 为 100ns, TMS320C25-33 为 120ns, TMS320C25-50 为 80ns。
- 2) 片内掩膜 ROM: 4K 字。
- 3) 片内 ROM: 544 字, 分 B0、B1 和 B2 三块。
- 4) 程序和数据空间均为 64K 字。
- 5) 具有 8 级硬件堆栈、8 个辅助寄存器。
- 6) 具有全静态双缓冲串行口, 可与多种串行器件直接连接。
- 7) 与低速片外存储器通信的等待状态插入。
- 8) 采用 HOLD 操作的 DMA。
- 9) FFT 变换用的比特反转寻址。
- 10) 扩展精度运算和自适应滤波支持。
- 11) 从外部存储器全速执行的 MAC/MACD 指令。
- 12) 具有在多处理器之间进行同步的能力, 支持多处理器共享存储器。

13) 1.8 $\mu$ m CMOS 工艺, 68 脚 PGA 或 PLCC 封装。

(2) TMS320C25 的结构。TMS320C25 是第二代中与 TMS32020 管脚全兼容的 CMOS 版本, 但指令执行速度是 TMS32020 的两倍, 且增加了硬件和软件资源。指令集是 TMS32010 和 TMS32020 的超集, 在源代码级与它们兼容。此外, 在代码级与 TMS32020 兼容。因此, TMS32020 的程序可不用修改直接在 TMS320C25 上运行。

100ns 的指令周期可提供较强的运算能力。由于大部分指令在一个指令周期内执行, 处理器在 1s 内可执行 1000 万条指令(10MIPS)。运算能力的增加主要得益于乘/累加指令(MAC)和带数据移位的乘/累加指令(MACD)。具有专用算

术单元的 8 个辅助寄存器、适合于自适应滤波和扩展精度运算的指令集支持、比特反转寻址、快速的 I/O 支持等。

指令集中提供了在两个存储空间中进行数据移动的指令。在外部, 程序和数据存储空间在同一总线上复用, 从而使得在尽量减少芯片引脚的情况下最大限度地扩大两个存储空间的地址范围; 在内部, TMS320C25 结构是通过保持程序和数据总线结构分离使指令全速执行, 以获得最大的处理能力。

芯片内部的程序执行采用三级流水线形式。流水线对用户来说是透明的。但是, 在某些情况下流水线可能被打断, 如跳转指令。在这种情况下, 指令执行时间要考虑流水线必须清空和重新填充。两块大的片内 RAM 在系统设计时提供了很大的灵活性, 其中一块既可配置为程序存储器, 也可配置为数据存储器。片外 64K 字的数据空间可直接寻址, 从而使 DSP 算法实现更为方便。片内 4K 字的掩膜 ROM 可用以降低系统成本, 若程序不超过 4K 字, 可使 TMS320C25 不用扩展片外程序存储器。剩下的 64K 字程序空间在片外, 大量的程序可在片外存储器中全速运行。程序也可从片外慢速 EPROM 中装入到片内高速 RAM 中全速运行。此外, 还有硬件定时器、串行口和数据块搬移功能。

(3) TMS320C25 的指令。TMS320C25 的指令总共有 133 条, 其中 97 条是单周期指令。21 条是跳转、调用、返回等指令, 这些指令需重新装入程序计数器, 使执行流水线中断。7 条指令是双字指令和长立即数指令。剩下的 8 条指令(IN、OUT、BLKD、BLKP、TBLR、TBLW、MAC、MACD)支持 I/O 操作、存储器之间的数据交换或提供处理器内部额外的并行操作。而且, 这 8 条指令与重复计数器配合使用时可成为单周期指令。这主要利用了处理器的并行机制, 使得复杂的计算可用很少的几条指令来完成。

由于大多数指令用单 16 位字编码, 故寻址可在一个周期内完成。存储器的寻址方式有三种: 直接寻址、间接寻址和立即寻址。直接寻址和间接寻址都用来访问数据存储器, 立即寻址利用由程序计数器确定的存储器内容。使用直接寻址方式时, 指令字的 7 位和 9 位数据存储器页指针(DP)构成 16 位的数据存储器地址。其中, 每页长 128 字, 共有 512 页, 故可寻址 64K 字的数据空间。间接寻址借助于 8 个辅助寄存器(AR0~AR7)。表 3.2-22 列出了寻址方式。其中的比特反转寻址可大大提高 FFT 运算的 I/O 效率。其中, OP 表示某种运算, NARP 表示新的 ARP。

表 3.2-22 TMS320C25 的寻址方式

寻址方式	操 作
OPA	直接寻址
OP*(, NARP)	间接寻址; AR 不变
OP*+(, NARP)	间接寻址; 当前 AR 加 1
OP*-(-, NARP)	间接寻址; 当前 AR 减 1
OP*0+(-, NARP)	间接寻址; AR0 加到当前 AR
OP*0-(-, NARP)	间接寻址; 当前 AR 减去 AR0
OP*BR0+(-, NARP)	间接寻址; AR0 加到 AR
OP*BR0-(-, NARP)	间接寻址; 当前 AR 减去 AR0

## 4.2.2.3 TMS320C5X

TMS320C5X 是 TI 公司的第五代产品, 是继 TMS320C1X 和 TMS320C2X 之后的第三代定点 DSP 处理



器。它的核心中央处理器(CPU)以 TMS320C25 的核心 CPU 为基础,增强型结构大幅度地提高了整体性能。TMS320C5X 的工作速度是 TMS320C25 的两倍以上,TMS320C1X 和 TMS320C2X 具有源代码向上兼容特性。TMS320C5X 系列有 TMS320C50/C51/C52/C53 等多种产品,它们的主要区别是片内 RAM、ROM 等资源的多少,其他性能则完全相同。

(1) TMS320C50 的基本特征:

- 1) 25/35/50ns 的指令周期(20~40MIPS)。
- 2) 224K×16 位最大可寻址外部存储空间(64K 程序、64K 数据、64K 字 I/O、32K 字全局)。
- 3) 算术逻辑单元(ALU)、32 位累加器(ACC)以及 32 位加法器的缓冲器(ACCB)。
- 4) 并行逻辑单元(PLU)。
- 5) 结果具有 32 位的 16×16 位并行乘法器。
- 6) 单周期乘/累加指令。
- 7) 具有一个专用算术单元的 8 个辅助寄存器,可用于间接寻址。
- 8) 8 级硬件堆栈。
- 9) 0~16 位数据左移和右移。
- 10) 两个间接寻址的循环缓冲器,用于循环寻址。
- 11) 程序代码的单指令重复和程序块重复。
- 12) 全双工同步串行口,用于完成 TMS320C5X 与其他串行器件之间的直接通信。
- 13) 时分多址访问(TDM)串行口。
- 14) 内部定时器,可用软件控制。
- 15) 64K 字并行 I/O 口,其中 16 个有存储器映像。
- 16) 可软件编程的等待状态发生器,扩展保持操作用于并发外部 DMA。
- 17) 四级流水线操作,用于延迟跳转、调用、返回指令。
- 18) 比特反转寻址方式,用于 FFT 运算。
- 19) JTAG 扫描仿真接口(IEEE 标准,PI149.1)。

(2) TMS320C50 的结构。TMS320C50 采用了与 TMS320C25 类似的哈佛总线结构,通过两个独立的数据总线和程序总线最大限度地提高运算速度。指令支持在两个存储区之间的数据传输。TMS320C50 使用 32 位的 ALU 和累加器,以实现 32 位的补码运算。ALU 是一个通用的算术逻辑单元,它所使用的运算数据(16 位)来自数据 RAM 或立即数指令,也可以是乘积寄存器中 32 位的乘积结果。除此之外,ALU 还可以执行位操作。累加器保存 ALU 的输出,也为 ALU 提供下一个输入。字长为 32 位的累加器分为高字节和低字节。指令提供对低字节和高字节的单独存储。32 位的累加器缓冲器用于临时快速地存储累加器的内容。

除了 ALU 之外,并行逻辑单元(PLU)可以在不影响累加器内容的情况下,对数据进行逻辑操作。PLU 提供了高速控制器需要的位处理能力,并简化了控制和状态寄存器需要的置位、清零和测试操作。乘法器以单指令周期完成 16×16 位的乘法,结果为 32 位。乘法器由乘法器阵列、PREG(乘积寄存器)和 TREG0(临时寄存器)三部分组成,16 位的 TREG0 存储乘数,PREG 保存 32 位的乘积结果。

TMS320C50 的定标移位器有一个 16 位的输入来自数据总线,32 位的输出连接到 ALU。定标移位器依照指令的编程使输入数据产生 0~16 位的左移,移位量取决于指令或移位计数器(TREG1)中的定义值,输出的最低有效位(LSB)补 0,最高有效位补 0 或符号扩展(取决于状态寄存器 ST1 的符

号扩展模式位 SXM)。附加的移位能力使处理器能执行数值定标、进制位提取、符号扩展运算和溢出防止等功能。

8 级硬件堆栈用于在中断及子程序调用时保存程序计数器的内容。中断发生时,主要寄存器(ACC、ACCB、ARCR、INDX、PMST、PREG、ST0、ST1 和 TREG)压入堆栈,中断返回时弹出,实现了无开销的中断文本切换。

#### 4.2.2.4 TMS320C2XX 系列

TMS320C2XX 是继 TMS320C2X 和 TMS320C5X 之后出现的一种低价格、高性能定点 DSP 芯片,主要包括 TMS320C20X、TMS320C24X 两个子系列。TMS320C2XX 系列 DSP 芯片具有如下特点:

(1) 处理能力强。指令周期最短为 25ns,运算能力达 40MIPS。

(2) 片内具有较大的闪存(Flash 存储器)。TMS320C2XX 是最早使用闪存的 DSP 芯片。闪存具有比 ROM 灵活、比 RAM 便宜的特点。TMS320F206 和 TMS320F207 片内具有 32K 字的闪存和 4.5K 字的 RAM。利用闪存存储程序,不仅降低了成本,减小了体积,同时系统升级也比较方便。

(3) 功耗低。TMS320C2XX 系列 DSP 芯片在 5V 工作时每个 MIPS 消耗 1.9mA,在 3.3V 工作时每个 MIPS 消耗 1.1mA,使用 DSP 核的省电模式可进一步降低功耗。

(4) 资源配置灵活。现有 10 多种具有不同资源配置的芯片。表 3.2-23 列出了 TMS320C2XX 系列 DSP 芯片的比较。

此外,TMS320C24X 系列芯片为数字控制系统的应用做了优化设计,尤其适用于电动机等复杂控制,故 TMS320C24X 与之后的 TMS320 24XX 和 TMS320 28XX 习惯上称为 DSP 控制器。

表 3.2-23 TMS320C2XX 系列 DSP 芯片的资源配置

TMS320C2XX	指令周期 (ns)	片内 ROM (字)	片内 RAM (字)	片内 FLM (字)	同步 串行口	异步 串行口
C203	25/35/50		544		1	1
C204	25/35/50	4K	544		1	1
C205	25/35/50		4.5K		1	1
F206	25/35/50		4.5K	32K	1	1
F207	25/35/50		4.5K	32K	2	1
C209	35/50	4K	4.5K			
C240	50	16K	544		1	1
F240	50		544	16K	1	1
C241	50	8K	544		1	1
F241	50		544	8K	1	1
C242	50	4K	544		1	1
F243	50		544	8K	1	1

#### 4.2.2.5 TMS320C54X

TMS320C54X 是为实现低功耗、高性能而专门设计的定点 DSP 芯片,其主要应用是无线通信系统等。该芯片的内部结构与 TMS320C5X 不同,因而指令系统与 TMS320C5X 和 TMS320C2X 等是互不兼容的。

TMS320C54X 的主要特点包括:

(1) 运算速度快。指令周期为 25/20/15/12.5/10ns,运算能力为 40/50/66/80/100MIPS。

(2) 优化的 CPU 结构。内部有 1 个 40 位的算术逻辑单元、2 个 40 位的累加器、2 个 40 位加法器、1 个 17×17 的

乘法器和1个40位的桶形移位器,有4条内部总线和2个地址产生器;此外,内部还集成了维特比加速器,用于提高维特比编译码的速度。先进的DSP结构可高效地实现移动通信系统中的各种功能,如用TMS320C54X实现全速率的GSM需12.7MIPS,实现半速率GSM需26.2MIPS,而实现全速率GSM语音编码器仅需2.3MIPS,实现IS-54/136VSELP语音编码仅需12.8MIPS。

(3) 低功耗方式。TMS320C54X可以在3.3V或2.7V电压下工作,三个低功耗方式(IDLE1、IDLE2和IDLE3)可以降低DSP的功耗。TMS320C54X特别适合于无线移动设备,用TMS320C54X实现IS54/136VSELP语音编码仅需31.1mW,实现GSM语音编码器仅需5.6mW。

(4) 智能外设。除了标准的串行口和时分复用(TDM)串行口外,TMS320C54X还提供了自动缓冲串行口BSP(auto-Buffered SerialPort)和与外部处理器通信的HPI(HostPortInterface)接口。BSP可提供2K字数据缓冲的读写能力,从而降低处理器的额外开销,指令周期为20ns时,BSP的最大数据吞吐量为50Mb/s,即使在IDLE方式下,BSP也可以全速工作。HPI可以与外部标准的微处理器直接接口。

表3.2-24列出了TMS320C54X系列部分DSP芯片的资源配置。

表 3.2-24 TMS320C54X 的资源配置

TMS320C54X	指令周期 (ns)	工作 电压 (V)	片内 RAM (字)	片内 ROM (字)	串行口	BSP	HPI
C541	20/25	5/3.3/3.0	5K	28K	2个标准口		
C542	20/25	5/3.3/3.0	10K	2K	1个TDM口	1	1
C543	20/25	3.3/3.0	10K	2K	1个TDM口	1	
C545	20/25	3.3/3.0	6K	48K	1个标准口	1	1
C546	20/25	3.3/3.0	6K	48K	1个标准口	1	
C548	15/20/25	3.3/3.0	32K	2K	1个TDM口	2	1
LC/VC549	10/12.5/15	3.3/2.5	32K	16K	1个TDM口	2	1
VC5402	10	3.3/1.8	16K	4K		2	1

#### 4.2.2.6 TMS320C62X

这是TI公司于1997年开发的一种新型定点DSP芯片。该芯片的内部结构与以前的DSP芯片不同,内部集成了多个功能单元,可同时执行8条指令,运算能力达1600MIPS。其主要特点有:

1) 运行速度快。指令周期为5ns,运算能力为1600MIPS。

2) 内部结构不同于一般DSP芯片。内部同时集成了2个乘法器和6个算术运算单元,且它们之间是高度正交的,使得在一个指令周期内最大能支持8条32位的指令。

3) 指令集不同。为充分发挥其内部集成的各执行单元的独立运行能力,TI公司使用了Velocity超短指令字(VLIW)结构。它在一条指令中组合了几个执行单元,结合其独特的内部结构,可在一个时钟周期内并行执行几个指令。

4) 大容量的片内存储器和范围的寻址能力。片内集成了512K字程序存储器和512K字数据存储器,并拥有32位的外部存储器界面。

5) 智能外设。内部集成了4个DMA接口、2个多通道缓存串口、2个32位定时器。

6) 低廉的使用成本。在一个无线基站的应用中,每片TMS320C62X能同时完成30路的语音编解码,每路成本为3美元,而以前的DSP系列最大只能完成5路,每路的成本为7美元。

这种芯片适合于无线基站、无线PDA、组合Modem、GPS导航等需要大运算能力的应用场合。

#### 4.2.3 浮点DSP芯片

TI公司的浮点DSP芯片包括TMS320C3X、TMS320C4X、TMS320C8X以及TMS320C67X等。其中TMS320C3X是较早推出且应用较广的浮点DSP芯片,性能价格比高,TI公司近年又在该系列中增加了高性能、低功耗的TMS320VC33。TMS320C4X是TMS320C3X之后推出的高性能芯片,TMS320C8X是将多个TMS320C4X DSP核集成在一起的DSP芯片。随后TMS320C67X系列浮点芯片的推出,使TMS320C4X和TMS320C8X已逐步退出市场。

##### 4.2.3.1 TMS320C3X

TMS320C3X是TI公司的第三代产品,也是第一代浮点DSP芯片。TMS320C3X目前具有TMS320C30、TMS320C31、TMS320C32和TMS320VC33四种。TMS320C31是TMS320C30的简化和改进型,它在TMS320C30的基础上去掉了一般用户不常用的一些资源,降低了成本,是一个性能价格比较高的浮点处理器,在国内已得到了较广泛的应用。TMS320C32是TMS320C31的进一步简化和改进。而TMS320VC33则是一种低功耗高性能的浮点芯片。表3.2-25列出了这四种芯片的比较。

表 3.2-25 四种 TMS320C3X 芯片的比较

特 征	TMS320C30	TMS320C31	TMS320C32	TMS320VC33
数据/程序总线	主总线 STRB; 32 位数据, 24 位地址 扩展总线 IOSTRB; 32 位数据, 13 位地址	STRB; 32 位数据, 24 位地址	STRB0: 8/16/32 位 STRB1: 8/16/32 位 IOSTRB: 32 位	STRB; 32 位数据, 24 位地址
内部 RAM	2K 字	2K 字	512 字	34K 字
串行 I/O 口	2 个串行口	1 个串行口	1 个串行口	1 个串行口
用户程序、数据 ROM	4K 字/16KB	无	无	无
DMA 控制器	单通道	单通道	双通道	单通道
程序和数据 存储器宽度	32 位	32 位	程序 16/32 位可选 数据 8/16/32 位可选	32 位
外部中断触发	电平触发	电平触发	电平/边沿触发可选	电平/边沿触发可选
中断矢量表地址	固定	固定	用户可重定位	固定
程序引导	无	用户可选	用户可选	用户可选

TMS320C30 的指令周期为 50/60/74ns, TMS320C31 的指令周期为 33/40/50/60/74ns, TMS320C32 的指令周期则为 33/40/50ns。

(1) TMS320C3X 的硬件资源。TMS320C30 的硬件资源相当丰富。其内部包含了  $2K \times 32$  位的快速 RAM 块。分开的程序总线、数据总线和 DMA 总线使得取指、读写数据和 DMA 操作可并行进行。 $64 \times 32$  位的指令 Cache 用来存储经常使用的代码块, 这可大大减少片外访问的次数, 从而提高程序运行速度。由于主总线的地址总线是 24 位, 因此 TMS320C30 可以访问多达 16M 的 32 位字的存储器空间, 程序、数据和 I/O 空间都包含在 TMS320C30 这个 16M 字的空间中。

TMS320C30 有一个 40/32 位的浮点/整数乘法器, 乘法器可以在单周期内完成 24 位整数和 32 位浮点值的乘法。为了达到更高的性能, 可以采用并行指令在单周期内完成一次乘法和 ALU 操作。当乘法器进行浮点乘法时, 输入是 32 位单精度浮点值, 而输出则是 40 位的扩展精度浮点数。整数乘法时, 输入是 24 位, 而输出则是 32 位。

TMS320C30 的整数/浮点算术逻辑运算单元 ALU 可以进行单周期的 32 位整数、32 位逻辑数和 40 位浮点数的操作, ALU 的运算结果是 32 位整数或 40 位浮点数。内部的桶形移位器可以在单周期内进行高达 32 位的左移或右移。内部总线 CPU1/CPU2 和 REG1/REG2 可从存储器中取两个操作数并从寄存器取两个操作数, 这就使得对四个操作数进行乘和加/减可以在单周期内完成。

TMS320C30 内有两个辅助寄存器算术单元 (ARAU0 和 ARAU1), 它们可以在单周期内产生两个地址。ARAU 的操作是和乘法器及 ALU 的操作并行进行的。ARAU 支持多种寻址方式。

TMS320C30 提供 28 个寄存器, 这些寄存器可以由乘法器和 ALU 操作, 可以用作通用的寄存器。但是, 它们也有特殊的功能, 如 8 个扩展精度的寄存器 (R0~R7) 可当累加器使用, 特别适合于存放扩展精度的浮点运算结果。8 个辅助寄存器 (AR0~AR7) 支持一系列间接寻址方式, 并且可以用作通用的 32 位整数和逻辑寄存器。其他寄存器提供一些系统功能, 如寻址、堆栈管理、处理器状态、中断和块重复等。

TMS320C30 的外设是通过存储器映射的寄存器对外设总线进行控制的, 外设总线由 32 位数据总线和 24 位地址总线组成, 允许与外设直接通信。TMS320C30 的外设包括两个可支持 8/16/24/32 位数据交换的串行口和两个 32 位定时器。串行口的时钟可以由内部产生, 也可由外部提供, 串行口的引脚可以配置为通用的 I/O 引脚, 特殊的握手方式可保证 TMS320C30 与串行口的同步。定时器是通用的 32 位定时器或事件计数器, 具有两种信号方式, 可由内部或外部提供时钟, 每个定时器对应有一个 I/O 引脚, 可作为定时器的输入时钟或输出时钟, 也可配置为通用的 I/O 引脚。

片内的 DMA 功能使得 CPU 与 I/O 操作可同时进行。DMA 控制器可以在存储器的任何地址进行读写操作而不干扰 CPU 的操作, 因此 TMS320C30 可与外部的慢速存储器或外设接口, 而不降低 CPU 的吞吐量。

两个通用的外部引脚 (XF0、XF1) 可由软件设置为输入或输出, 这两个引脚也用作 TMS320C30 的互锁操作, 用于多处理器之间的通信。

除了主总线之外, TMS320C30 还有一条扩展总线。扩展总线的数据线为 24 位, 地址线为 13 位, 其操作可与主总

线操作同时进行, 也可独立于主总线。与主总线相比, 扩展总线上的 I/O 口的读写周期为 2 个 H1 周期, 即是主总线的 2 倍。扩展总线通常用于 I/O 操作, 如 A/D、D/A 等。

TMS320C30 内部有 4K 字的 ROM, 在微计算机方式下, 程序由内部开始运行。

TMS320C31 是 TMS320C30 的简化和改进型, 它去掉了扩展总线、一个串行口和内部的 4K 字 ROM, 增加了程序的引导功能。当 MCBL/MP 引脚为高电平时, 工作于微计算机自引导方式, 在这种方式下, TMS320C31 可从三个特定的地址 (BOOT1、BOOT2、BOOT3) 装入程序, 也可从串行口装入程序。与 EPROM 接口时, 用户可用软件设定等待周期的个数, 也可用硬件来产生等待周期, 可设定是按字节 (8 位)、半字 (16 位) 或字 (32 位) 装入, 应用灵活。从串行口装入时, 采用固定的 32 位突发方式。装入方式设置是通过复位之后设置 4 个外部中断之一来实现。

TMS320C32 是 TMS320C31 的简化和改进型。简化主要是将其内部的 RAM 由 2K 字减少为 512 字, 以降低成本。其改进之处包括: 外部存储器宽度可变, 中断矢量表可重定位, 外部中断可由软件选择是电平触发还是边沿触发, DMA 控制器增加了一个通道; 此外, 还增加了两种节电运行方式。

TMS320C3X 均提供 HOLD 功能和 JTAG 仿真功能。

(2) 下面介绍 TMS320C3X 的软件资源。

1) 丰富的指令系统。TMS320C3X 的汇编语言指令集特别适合于数字信号处理。所有指令占一个机器字长, 大部分指令是单周期的。指令集共有 113 条指令, 可以分为 6 类: 数据传送类、二操作数算术/逻辑类、三操作数算术/逻辑类、程序控制类、互锁操作类及并行操作类。12 条数据传送指令可从存储器中读一个字装入寄存器, 将一个字从寄存器取出存入存储器中及进行堆栈操作。两操作数指令有 35 条, 提供整数、浮点、逻辑运算及多精度算术运算。17 条三操作数指令可以在一个指令周期内完成具有三个操作数的运算, 其中两个是源操作数, 另一个是目的操作数。程序控制指令共 16 条, 它们影响程序的流向, 其中有块重复指令 RPTB 和单指令重复指令 RPTS。除了有标准跳转指令外, 还有延迟跳转指令, 有些指令具有条件运算功能。5 条互锁操作指令主要用来进行多处理器之间的通信。剩下的 28 条指令都是并行操作指令, 每条并行指令由两条指令用符号 “||” 连接, 并行操作指令可使 “||” 前后的两条指令并行完成。需要注意的是, 并不是任意两条指令都可构成并行指令。

2) 灵活的程序控制。TMS320C3X 提供相当灵活的程序流控制。软件的程序控制包括重复、跳转、调用、陷阱及返回等。

TMS320C3X 重复方式可以实现无开销循环。块重复指令 RPTB 可以使一块代码重复执行指定的次数, 而单指令重复指令 RPTS 使一条指令重复执行指定的次数, 由于 RPTS 取指次数只有一次, 因此减少了总线冲突的机会。这里需要特别注意的是, RPTS 指令禁止中断, 而 RPTB 无此限制。因此在需要中断的场合, 建议采用 RPTB 指令代替 RPTS 指令。

TMS320C3X 提供两种类型的跳转: 标准跳转和延迟跳转。标准跳转首先将流水线清空然后执行跳转, 这可保证程序计数器的正确管理, 但却使跳转指令需 4 个周期才能执行完毕。延迟跳转则相反, 它并不将流水线清空, 而是保证在程序跳转之前执行它下面的三条指令, 这样使得跳转指令本



身仅需一个指令周期。当然有些指令(如 CALL、RPTB 等)不能出现在延迟跳转指令下面的三条指令中。延迟跳转指令在它下面三条指令完成前禁止中断。

互锁操作可用来实现多个 TMS320C3X 之间的通信。通过采用外部信号(XF0、XF1),互锁操作指令提供强有力的同步机制,可用来实现忙等待循环、两个 TMS320C3X 之间的同步(无须额外的硬件支撑)和多个计数器控制等。

(3) 流水线操作。流水线操作是 TMS320C3X 具有高性能的特性之一。5 个功能单元控制 TMS320C3X 的操作:取指(F)、译码(D)、读操作数(R)、执行(E)和 DMA。流水线操作就是一个基本指令的取指、译码、读操作数并执行的并行操作。流水线的结构如图 3.2-20 所示。

周期	F	D	R	E
$m-3$	W			
$m-2$	X	W		
$m-1$	Y	X	W	
$m$	Z	Y	X	W ←完全重叠
$m+1$		Z	Y	X
$m+2$			Z	Y
$m+3$				Z

图 3.2-20 TMS320C3X 的流水线结构

W、X、Y、Z—代表指令;F、D、R、E—分别代表取指、译码、读操作数和执行

图 3.2-20 中,在第  $m$  周期流水线完全重叠,4 个单元的操作同时进行。5 个功能单元的优先级从高到低依次是 E、R、D、F、DMA。当一条指令的处理已经准备好到流水线的下一级,但该级还没有准备好接收新的输入时,就出现所谓的流水线冲突。在这种情况下,低优先级的单元处于等待状态,直到高优先级的单元完成它的当前操作。尽管 DMA 的优先级最低,但由于 DMA 控制器具有自己的数据和地址总线,因此,通过合适的数据结构,可以减少甚至消除 DMA 与 CPU 的冲突。

流水线冲突可以分为三大类:跳转冲突、寄存器冲突和存储器冲突。这三类冲突都可以采取相应的一些手段予以解决,如由于标准跳转引起的跳转冲突可以采用延迟跳转的方法来解决。

(4) 寻址方式多样。TMS320C3X 支持 5 类寻址方式,在这些类中又可采用 6 种寻址类型。5 类寻址方式为通用寻址方式、三操作数寻址方式、并行寻址方式、长立即数寻址方式和条件跳转寻址方式。6 种寻址类型为寄存器寻址、直接寻址、间接寻址、短立即数寻址、长立即数寻址和相对寻址。此外,TMS320C30 还有两种数字信号处理中非常有用的寻址方式:一种是圆周寻址方式,主要用于卷积和相关运算中的存储器循环缓冲;另一种寻址方式是比特反转寻址,主要用于 FFT 运算。

#### 4.2.3.2 TMS320C4X

TMS320C4X 系列浮点处理器是专门为实现并行处理和满足其他一些实时应用的需求而设计的。其主要性能包括 275MIPS 的速度和 320MB/s 的吞吐量。

#### 4.2.3.3 TMS320C67X

这是 TI 公司继定点 DSP 芯片 TMS320C62X 系列后开发的一种新型浮点 DSP 芯片。该芯片的内部结构在 TMS320C62X 的基础上加以改进,内部同样集成了多个功能单元,可同时执行 8 条指令,其运算能力可达 1G FLOPS。除了具有 TMS320C62X 系列的特点外,其主要特点还有:

(1) 运行速度快。指令周期为 6ns,峰值运算能力为 1336MIPS,对于单精度运算可达 1G FLOPS,对于双精度运算可达 250M FLOPS。

(2) 硬件支持 IEEE 格式的 32 位单精度与 64 位双精度浮点操作。

(3) 集成了  $32 \times 32$  位的乘法器,其结果可为 32 或 64 位。

(4) TMS320C67X 的指令集在 TMS320C62X 的指令集基础上增加了浮点执行能力,可以看作是 TMS320C62X 指令集的超集。TMS320C62X 指令能在 TMS320C67X 上运行,而无须任何改变。

与 TMS320C62X 系列芯片一样,由于其出色的运算能力、高效的指令集、智能外设、大容量的片内存储器和范围的寻址能力,该系列芯片适合于对运算能力和存储量有要求的应用场合。

#### 4.2.4 其他 DSP 芯片简介

(1) ADI 公司的 DSP 芯片。与 TI 公司相比,ADI 公司的 DSP 芯片有自己的特点,如系统时钟一般不经分频直接使用,串行口带有硬件压扩,可从 8 位 EPROM 引导程序,可编程等待状态发生器等。

ADI 公司的 DSP 芯片可以分为定点 DSP 芯片和浮点 DSP 芯片两大类。ADSP21XX 系列为定点 DSP 芯片,ADSP21XXX 系列为浮点 DSP 芯片。目前,定点 DSP 芯片主要有 ADSP2101/2103/2105、ADSP2111/2115、ADSP2161/2162/2163/2164/2165/2166 以及 ADSP2171/2173/2181 等,浮点 DSP 芯片主要有 ADSP21000/21020、ADSP21060/21062 等。

(2) AT&T 公司的 DSP 芯片。AT&T 公司是第一家推出高性能浮点 DSP 芯片的公司。AT&T 公司的 DSP 芯片包括定点和浮点两大类。定点 DSP 芯片中有代表性的主要包括 DSP16、DSP16A、DSP16C、DSP1610 和 DSP1616 等;浮点 DSP 芯片中比较有代表性的包括 DSP32、DSP32C 和 DSP3210 等。

(3) Motorola 公司的 DSP 芯片。可分为定点、浮点和专用三种。定点 DSP 芯片以 MC56000、MC56001、MC56002 为代表;浮点 DSP 芯片以 MC96002 为代表,采用 IEEE-754 标准浮点格式,累加器精度达 96 位,可支持双精度浮点数。

此外,还有 NEC 公司的  $\mu$ PD77C25、 $\mu$ PD77220 定点 DSP 芯片和  $\mu$ PD77240 浮点 DSP 芯片等。

#### 4.3 DSP 的中断技术

中断使 DSP 控制器的 CPU 具有对外界异步事件的处理能力。处理一个由外界异步事件引起的中断包括保存 CPU 的当前处理数据(也称为保护现场)、完成特定的中断任务、恢复各寄存器中的数据和现场、返回继续执行原先的工作。下面以 TMS320C24X/F24X 为例介绍 DSP 控制器的中断技术。

中断是一种由软件或硬件驱动的信号,它使得 X24X 器件挂起正在执行的主程序,而去执行相应的中断服务子程序。一般来说,中断主要由那些需要向 X24X 发送或请求数据的硬件产生,如模拟数字转换器或串行通信口等。中断也可以由用户使用软件指令进行初始化,如 NMI、INTR 以及 TRAP 指令等,这使得用户可自由访问系统的中断向量。

##### 4.3.1 中断类型

X24X 系列 DSP 控制器同时支持软件和硬件中断,硬件

中断一般由物理器件发出信号请求。X24X 器件有两种类型:

(1) 连接至外部中断引脚上的外部物理器件。一般称这些中断为外部硬中断。

(2) 挂接在外设总线上的片内外设。一般称片内外设引起的中断为内部硬件中断。

就 X24X 器件而言,无论是硬件中断或软件中断,都可以归为以下两类:

(1) 可屏蔽中断。一般为硬件中断,可由软件加以屏蔽或使能。

(2) 不可屏蔽中断。包括硬件复位中断和 NMI 以及所有由软件触发的中断,不能被软件屏蔽。

表 3.2-26 列出了 X24X 系列 DSP 控制器支持的所有中断。

表 3.2-26 X24X 系列 DSP 控制器支持的中断

K	中断矢量	中断名称	优先级	功 能
0	0H	RS	1	硬件复位 (不可屏蔽)
1	2H	INT1	4	可屏蔽中断 1
2	4H	INT2	5	可屏蔽中断 2
3	6H	INT3	6	可屏蔽中断 3
4	8H	INT4	7	可屏蔽中断 4
5	AH	INT5	8	可屏蔽中断 5
6	CH	INT6	9	可屏蔽中断 6
7	EH		10	保 留
8	10H	INT8		用户自定义软件中断
9	12H	INT9		用户自定义软件中断
10	14H	INT10		用户自定义软件中断
11	16H	INT11		用户自定义软件中断
12	18H	INT12		用户自定义软件中断
13	1AH	INT13		用户自定义软件中断
14	1CH	INT14		用户自定义软件中断
15	1EH	INT15		用户自定义软件中断
16	20H	INT16		用户自定义软件中断
17	22H	TRAP		TRAP 指令
18	24H	NMI	3	不可屏蔽中断
19	26H		2	保 留
20	28H	INT20		用户自定义软件中断
21	2AH	INT21		用户自定义软件中断
22	2CH	INT22		用户自定义软件中断
23	2EH	INT23		用户自定义软件中断
24	30H	INT24		用户自定义软件中断
25	32H	INT25		用户自定义软件中断
26	34H	INT26		用户自定义软件中断
27	36H	INT27		用户自定义软件中断
28	38H	INT28		用户自定义软件中断
29	3AH	INT29		用户自定义软件中断
30	3CH	INT30		用户自定义软件中断
31	3EH	INT31		用户自定义软件中断

#### 4.3.2 中断控制寄存器

为了使各个中断源实现灵活的管理, X24X 系列控制器提供了两个用于中断控制的寄存器, 分别为:

(1) 中断标志寄存器 (IFR), 包含了 6 个中断请求标志位, 用以指示是否有可屏蔽中断请求被送至 CPU 的 INT1~INT6 中断级上。

(2) 中断屏蔽寄存器 (IMR), 包含了用于使能或禁止每一中断级 (INT1~INT6) 的屏蔽位。

16 位中断标志寄存器 (IFR) 被映射至数据存储器的 0006H 地址单元处, IFR 中包含了用于所有可屏蔽中断源的中断请求标志位, 通过对它进行读写, 可识别和清除挂起的中断请求。

当任意可屏蔽中断源发出请求时, 相应的中断源标志寄存器中的对应中断标志位被置 1。如果该中断源控制寄存器中的对应中断屏蔽位也为 1, 那么这个中断请求被送至 CPU, 且设置 IFR 中与该中断源对应的中断请求标志位, IFR 中标志位的设定则向 CPU 指出当前有中断请求被挂起或有中断请求等待响应。

当 X24X 系统复位或 CPU 响应挂起的中断请求时, 中断标志位会自动清零, 用户可读取 IFR, 判定是否有挂起的中断以及判定哪一级中断被挂起, 也可以向 IFR 中写入合适的值, 清除挂起的中断请求。

需要注意的是, 当 CPU 响应挂起的中断请求时, 仅有 IFR 中的特定中断请求标志位被自动清除, 相应的中断源控制寄存器中的对应标志位不会被自动清除。另外, 当通过 INTR 指令来请求中断且相应的 IFR 位被设置时, CPU 的响应不会自动清除 IFR 中的这个中断请求标志位。在这两种情况下, 都需要用户使用软件来进行处理。

表 3.2-27 列出了 IFR 的位排列, 表 3.2-28 描述了 IFR 中各位的具体含义。

表 3.2-27 中断标志寄存器 (IFR) 的位排列

15~6	5	4	3	2	1	0
保留	INT6	INT5	INT4	INT3	INT2	INT1

表 3.2-28 中断标志寄存器各位的含义

位号	名 称	说 明
15~6	保留	保留位, 总是读为 0
5~0	INT <sub>x</sub>	DSP 核上的第 $x$ 级中断 INT <sub>x</sub> 的中断请求标志位, 当 INT <sub>x</sub> =0 时, 表示无第 INT <sub>x</sub> 级中断被挂起; 当 INT <sub>x</sub> =1 时, 表示至少有一个 INT <sub>x</sub> 级中断请求被挂起, 向该位写 0 可将其清为零, 即中断请求被清除, 复位后为 0

16 位中断屏蔽寄存器 (IMR) 被映射至数据存储器的 0004H 地址单元。IMR 包含了用于所有可屏蔽中断源的中断屏蔽位, 对于不可屏蔽中断源没有影响。通过对它们进行读写, 用户可判定 DSP 核上的中断等级 INT1~INT6 是否处于屏蔽状态, 也可以将 INT1~INT6 分别进行屏蔽或使能。

表 3.2-29 列出了 IMR 的位排列, 表 3.2-30 描述了 IMR 中各位的具体含义。

表 3.2-29 系统中断屏蔽寄存器 (IMR) 的位排列

15~6	5	4	3	2	1	0
保留	INT6	INT5	INT4	INT3	INT2	INT1



表 3.2-30 系统中断屏蔽寄存器各位的含义

位号	名称	说明
15~6	保留	保留位,总是读为0
5~0	INT <sub>x</sub>	DSP核上的第x级中断INT <sub>x</sub> 的中断屏蔽位,当INT <sub>x</sub> =0时,表示第INT <sub>x</sub> 级中断被屏蔽;当INT <sub>x</sub> =1时,表示INT <sub>x</sub> 级中断被使能,复位后为0

## 4.3.3 外部中断控制寄存器

在X24X系列DSP控制器中,每种器件最多有6个外部中断引脚。在设计系统时,用户可以将一些设备与这些引脚相连,从而实现X24X器件对更多片外中断源的支持。外部中断引脚的极性和优先级都是可编程的,X24X系列控制器将这些外部中断引脚分为三类,分别通过映射在片内数据存

储器中的类型A、B、C中断控制寄存器对它们进行编程。另外,在一些X24X器件中还包括两个电源模块中断控制寄存器,它们可支持14个附加的中断引脚,一些特定外设与这些附加中断引脚相连接,通过电源模块中断控制寄存器向CPU申请中断。

在X24X系列器件中,外部中断引脚的实际数量和类型取决于具体的器件配制。图3.2-21~图3.2-23所示分别为X24X中三种类型外部中断控制寄存器在数据存储器中的具体位置以及相应的位排列,图3.2-24所示为电源模块中断控制寄存器的位置和位排列。

表3.2-31列出了X24X所支持的每种类型外部中断引脚的个数、是否支持NMI、是否可用作数字输入/输出引脚等特点的总结。

地址	寄存器名称	15	14	13	12	11	10	9	8
7070H	XINTALCR (TypeA)	XINTA1 Flag	Res						
		7	6	5	4	3	2	1	0
		Res	XINTA1 Pin data	XINTA1 NMI *	Res	XINTA1 Polarity	XINTA1 Priority	XINTA1 Enable	
7072H	XINTA-NMICR (TypeA-NMI)	15	14	13	12	11	10	9	8
		XINTA-NMI Flag	Res						
		7	6	5	4	3	2	1	0
		Res	XINTA-NMI Pin data	XINTA-NMI NMI * *	Res	XINTA-NMI Polarity	Res		

图 3.2-21 类型 A 外部中断控制寄存器

\* 该位为逻辑0,表示连接到这个寄存器的引脚不能产生NMI中断。

\*\* 该位为逻辑1,表示连接到这个寄存器的引脚只能用于产生NMI中断。

地址	寄存器名称	15	14	13	12	11	10	9	8
7074H	XINTB1CR (TypeB)	XINTB1 Flag	Res						
		7	6	5	4	3	2	1	0
		Res	XINTB1 Pin data	XINTB1 NMI	XINTB1 Data dir	XINTB1 Data out	XINTB1 Polarity	XINTB1 Priority	XINTB1 Enable
7076H	XINTB2CR (TypeB)	XINTB2 Flag	Res						
		7	6	5	4	3	2	1	0
		Res	XINTB2 Pin data	XINTB2 NMI	XINTB2 Data dir	XINTB2 Data out	XINTB2 Polarity	XINTB2 Priority	XINTB2 Enable

图 3.2-22 类型 B 外部中断控制寄存器

地址	寄存器名称	15	14	13	12	11	10	9	8
7078H	XINTC1CR (TypeC)	XINTC1 Flag	Res						
		7	6	5	4	3	2	1	0
		Res	XINTC1 Pin data	Res	XINTC1 Data dir	XINTC1 Data out	XINTC1 Polarity	XINTC1 Priority	XINTC1 Enable
707AH	XINTC2CR (TypeC)	XINTC2 Flag	Res						
		7	6	5	4	3	2	1	0
		Res	XINTC2 Pin data	Res	XINTC2 Data dir	XINTC2 Data out	XINTC2 Polarity	XINTC2 Priority	XINTC2 Enable

图 3.2-23 类型 C 外部中断控制寄存器

地址	寄存器名称	15	14	13	12	11	10	9	8
707CH	PMINT1CR	PMINT1 Flag	PMINT STS13	PMINT1 STS12	PMINT STS11	PMINT STS10	PMINT STS9	PMINT STS8	PMINT STS7
		7	6	5	4	3	2	1	0
		PMINT1 Enable	PMINT ENA13	PMINT ENA12	PMINT ENA11	PMINT ENA10	PMINT ENA9	PMINT ENA8	PMINT ENA7
		7	6	5	4	3	2	1	0
707EH	PMINT2CR	PMINT2 Flag	PMINT STS6	PMINT1 STS5	PMINT STS4	PMINT STS3	PMINT STS2	PMINT STS1	PMINT STS0
		7	6	5	4	3	2	1	0
		PMINT1 Enable	PMINT ENA6	PMINT ENA5	PMINT ENA4	PMINT ENA3	PMINT ENA2	PMINT ENA1	PMINT ENA0
		7	6	5	4	3	2	1	0

图 3.2-24 电源模块中断控制寄存器

表 3.2-31 X24X 外部中断引脚类型

引脚类型	是否支持 NMI	可用引脚数	数字 I/O 支持
类型 A-NMI	是，用硬件实现	1	可用作数字输入
类型 A	否	1	可用作数字输入
类型 B	是，软件可编程	2	支持数字输入/输出
类型 C	否	2	支持数字输入/输出

类型 A 中断引脚可用作不可屏蔽中断、普通可屏蔽中断或数字输入引脚。类型 A 引脚的中断控制寄存器如图 3.2-21 所示。表 3.2-32 列出了 XINTA1CR 详细的位定义。对于 XINTA-NMI 寄存器，其具体位定义与 XINTA1CR 一一对应。

表 3.2-32 类型 A 中断控制寄存器 XINTA1CR 的位定义

位号	名 称	功 能
15	XINTA1Flag	信号标志位。该位指示在中断引脚上是否检测到一个指定的跳变信号，无论响应的中断是否被使能，该位都可以被置位。该位可由软件或者系统复位来清除，当相应的引脚不被用作中断时，不需清除该位。清除该位，将清除引脚上一个已挂起的中断请求 0：未检测到信号跳变 1：检测到信号跳变
14~7 4~3	Res	保留位
6	XINTA1PinData	引脚数据位。无论引脚是否被用作中断，这个只读位反映了当前引脚上的电平值 0：引脚当前为逻辑低电平 1：引脚当前为逻辑高电平
5	XINTA1NMI	不可屏蔽中断使能位。该只读位决定了引脚是否能产生一个不可屏蔽的中断，对大多数 X24X 器件来说，类型 A 中断控制寄存器中的该位被硬连线至逻辑 0，在另一些寄存器中，该位则被硬连线至逻辑 1 0：引脚用作普通中断或数字输入 1：引脚用作不可屏蔽中断
2	XINTA1Polarity	中断极性位。该读/写位决定中断是在引脚信号上升沿还是下降沿有效 0：在引脚信号的下降沿（由高到低跳变）产生中断 1：在引脚信号的上升沿（由低到高跳变）产生中断

续表

位号	名 称	功 能
1	XINTA1Priority	中断优先级位。该读/写位决定中断属于哪一个优先级，若 XINTA1NMI 位已被设置，则该位不起作用 0：高优先级 1：低优先级
0	XINTA1Enable	中断使能位。该读/写位使能成禁止可屏蔽的中断，若 XINTA1NMI 位已被设置，则该位不起作用 0：禁止中断（引脚被用作数字输入） 1：使能中断

类型 B 中断引脚可用作不可屏蔽中断、普通可屏蔽中断、数字输出或数字输入引脚。类型 B 引脚的中断控制寄存器如图 3.2-22 所示。表 3.2-33 列出了寄存器 XINTB1CR 详细的位定义。对于 XINTB2CR 寄存器，其位定义与 XINTB1CR 一一对应。

表 3.2-33 类型 B 中断控制寄存器 XINTB1CR 的位定义

位号	名 称	功 能
15	XINTB1Flag	信号标志位。该位指示在中断引脚上是否检测到一个指定的跳变信号，无论相应的中断是否被使能，该位都可以被置位。该位可由软件或者系统复位来清除。当相应的引脚不被用作中断时，不需清除该位。清除该位，将清除引脚上一个已挂起的中断请求 0：未检测到信号跳变 1：检测到信号跳变
14~7	Res	保留位
6	XINTB1PinData	引脚数据位。无论引脚是否被用作中断，这个只读位反映了引脚上的当前电平值 0：引脚当前为逻辑低电平 1：引脚当前为逻辑高电平
5	XINTB1NMI	不可屏蔽中断使能位。该只读位决定了引脚是否能产生一个不可屏蔽的中断 0：引脚用作普通中断或者数字输入 1：引脚用作不可屏蔽中断
4	XINTB1DataDir	数据方向位。当引脚未被用作中断时，这个读/写位决定该引脚用作数字输入还是数字输出 0：引脚被用作数字输入 1：引脚被用作数字输出

续表

位号	名 称	功 能
3	XINTB1DataOut	中断引脚输出数据位。当引脚被用作数字输出引脚时,该读/写位决定了引脚上的逻辑电平是高还是低 0: 引脚电平为低 1: 引脚电平为高
2	XINTB1Polarity	中断极性位。该读/写位决定中断是在引脚的信号上升沿还是下降沿有效 0: 在引脚信号的下降沿 (由高到低跳变) 产生中断 1: 在引脚信号的上升沿 (由低到高跳变) 产生中断
1	XINTB1Priority	中断优先级位。该读/写位决定中断属于哪个优先级,若 XINTB1NMI 位已被设置,则该位不起作用 0: 高优先级 1: 低优先级
0	XINTB1Enable	中断使能位。该读/写位使能或禁止可屏蔽的中断,若 XINTB1NMI 位已被设置,则该位不起作用 0: 禁止中断 (引脚被用作数字输入或者数字输出) 1: 使能中断

类型 C 中断引脚可用作不可屏蔽中断、普通可屏蔽中断、数字输出或输入引脚。类型 C 引脚的中断控制寄存器如图 3.2-23 所示。表 3.2-34 列出了寄存器 XINTC1CR 详细的位定义。对于 XINTC2CR 寄存器,其位定义与 XINTC1CR 一一对应。

表 3.2-34 类型 C 中断控制寄存器 XINTC1CR 的位定义

位号	名 称	功 能
15	XINTC1Flag	信号标志位。该位指示在中断引脚上是否检测到一个指定的跳变信号,无论相应的中断是否被使能,该位都可以被置位。该位可由软件或者系统复位来清除,当相应的引脚不被用作中断时,不需清除该位。清除该位将清除引脚上一个已挂起的中断请求 0: 未检测到信号跳变 1: 检测到信号跳变
14~7, 5	Res	保留位
6	XINTC1PinData	引脚数据位。无论引脚是否被用作中断,该只读位反映了引脚上的当前电平值 0: 引脚当前为逻辑低电平 1: 引脚当前为逻辑高电平
4	XINTC1DataDir	数据方向位。当引脚未被用作中断时,这个读/写位决定该引脚用作数字输入还是数字输出 0: 引脚被用作数字输入 1: 引脚被用作数字输出
3	XINTC1DataOut	中断引脚输出数据位。当引脚被用作数字输出引脚时,该读/写位决定了引脚上的逻辑电平是高还是低 0: 引脚电平为低 1: 引脚电平为高

续表

位号	名 称	功 能
2	XINTC1Polarity	中断极性位。该读/写位决定中断是在引脚的信号上升沿还是下降沿有效 0: 在引脚信号的下降沿 (由高到低跳变) 产生中断 1: 在引脚信号的上升沿 (由低到高跳变) 产生中断
1	XINTC1Enable	中断使能位。该读/写位使能或禁止可屏蔽的中断 0: 禁止中断 (引脚被用作数字输入或数字输出) 1: 使能中断

电源模块中断逻辑的中断请求信号来自于内部外设或外部引脚。在一些 X24X 系统中,所配置的电源模块中断逻辑可处理执行中断请求信号。在相应的电源模块中断控制寄存器中,为每一个中断信号提供了一个中断使能控制位和中断请求标志位。每 7 个信号构成一组,每组中断具有一个中断向量。各个中断的优先级在器件制造时已经确定下来,不允许用户编程设置。表 3.2-35 列出了电源模块中断控制寄存器 PMINT1CR 详细的位定义。对于 PMINT2CR 寄存器,其位定义与 PMINT1CR 一一对应。

表 3.2-35 电源模块中断控制寄存器 PMINT1CR 的位定义

位号	名 称	功 能
15	PMINT1Flag	电源模块中断标志位。如果相应的 PMINT 使能位 PMINTENAx 已被设置,当电源模块中断处理逻辑发现适当的中断信号沿,该位即被设置。只有向其写 0,才能清除该标志;写 1 则无影响 0: 从上次清除标志以来,未发生电源模块中断事件 1: 从上次清除标志以来,发生了电源模块中断事件
14	PMINTSTS13	中断状态标志位。该只读位反映了连至电源模块中断逻辑的输入源信号的状态。如果输入源处于有效状态,就引发一次中断,设置对应的状态位;否则状态位为 0 0: 电源模块中断输入源 13 处于无效状态 1: 电源模块中断输入源 13 处于有效状态
13	PMINTSTS12	中断状态标志位。该只读位反映了连至电源模块中断逻辑的输入源信号的状态。如果输入源处于有效状态,就引发一次中断,设置对应的状态位;否则,状态位为 0 0: 电源模块中断输入源 12 处于无效状态 1: 电源模块中断输入源 12 处于有效状态
12	PMINTSTS11	中断状态标志位。该只读位反映了连至电源模块中断逻辑的输入源信号的状态。如果输入源处于有效状态,就引发一次中断,设置对应的状态位;否则状态位为 0 0: 电源模块中断输入源 11 处于无效状态 1: 电源模块中断输入源 11 处于有效状态

续表

位号	名 称	功 能
11	PMINTSTS10	中断状态标志位。该只读位反映了连至电源模块中断逻辑的输入源信号的状态, 如果输入源处于有效状态, 就引发一次中断, 设置对应的状态位; 否则状态位为 0 0: 电源模块中断输入源 10 处于无效状态 1: 电源模块中断输入源 10 处于有效状态
10	PMINTSTS9	中断状态标志位。该只读位反映了连至电源模块中断逻辑的输入源信号的状态, 如果输入源处于有效状态, 就引发一次中断, 设置对应的状态位; 否则状态位为 0 0: 电源模块中断输入源 9 处于无效状态 1: 电源模块中断输入源 9 处于有效状态
9	PMINTSTS8	中断状态标志位。该只读位反映了连至电源模块中断逻辑的输入源信号的状态, 如果输入源处于有效状态, 就引发一次中断, 设置对应的状态位; 否则状态位为 0 0: 电源模块中断输入源 8 处于无效状态 1: 电源模块中断输入源 8 处于有效状态
8	PMINTSTS7	中断状态标志位。该只读位反映了连至电源模块中断逻辑的输入源信号的状态, 如果输入源处于有效状态, 就引发一次中断, 设置对应的状态位; 否则状态位为 0 0: 电源模块中断输入源 7 处于无效状态 1: 电源模块中断输入源 7 处于有效状态
7	PMINT1Enable	电源模块中断使能位。用于控制与该寄存器相连的 7 个中断源能否产生一个可达到 CPU 的中断请求。如果该位被清除, 则与位 14~8 相连的 7 个中断无一能产生中断请求; 如果该位被设置, 则一个有效且被使能的中断请求可送至 CPU。该位提供了一个关闭电源模块中断的快捷途径 0: 所有相关的电源模块中断请求都被禁止 1: 所有相关的电源模块中断请求都被使能
6	PMINTENA13	中断使能位。用于控制电源模块中断源能否设置 PMINTFlag 位 (位 15)。为了允许从特定电源模块中断输入的的中断能够被响应, 相应的使能位 PMINTENAx 以及 PMINTenable 必须被置位 0: 电源模块中断 13 被禁止 1: 电源模块中断 13 被使能
5	PMINTENA12	中断使能位。用于控制电源模块中断源能否设置 PMINTFlag 位 (位 15)。为了允许从特定电源模块中断输入的的中断能够被响应, 相应的使能位 PMINTENAx 以及 PMINTenable 必须被置位 0: 电源模块中断 12 被禁止 1: 电源模块中断 12 被使能

续表

位号	名 称	功 能
4	PMINTENA11	中断使能位。用于控制电源模块中断源能否设置 PMINTFlag 位 (位 15)。为了允许从特定电源模块中断输入的的中断能够被响应, 相应的使能位 PMINTENAx 以及 PMINTenable 必须被置位 0: 电源模块中断 11 被禁止 1: 电源模块中断 11 被使能
3	PMINTENA10	中断使能位。用于控制电源模块中断源能否设置 PMINTFlag 位 (位 15)。为了允许从特定电源模块中断输入的的中断能够被响应, 相应的使能位 PMINTENAx 以及 PMINTenable 必须被置位 0: 电源模块中断 10 被禁止 1: 电源模块中断 10 被使能
2	PMINTENA9	中断使能位。用于控制电源模块中断源能否设置 PMINTFlag 位 (位 15)。为了允许从特定电源模块中断输入的的中断能够被响应, 相应的使能位 PMINTENAx 以及 PMINTenable 必须被置位 0: 电源模块中断 9 被禁止 1: 电源模块中断 9 被使能
1	PMINTENA8	中断使能位。用于控制电源模块中断源能否设置 PMINTFlag 位 (位 15)。为了允许从特定电源模块中断输入的的中断能够被响应, 相应的使能位 PMINTENAx 以及 PMINTenable 必须被置位 0: 电源模块中断 8 被禁止 1: 电源模块中断 8 被使能
0	PMINTENA7	中断使能位。用于控制电源模块中断源能否设置 PMINTFlag 位 (位 15)。为了允许从特定电源模块中断输入的的中断能够被响应, 相应的使能位 PMINTENAx 以及 PMINTenable 必须被置位 0: 电源模块中断 7 被禁止 1: 电源模块中断 7 被使能

#### 4.3.4 不可屏蔽中断

(1) 硬件不可屏蔽中断。硬件不可屏蔽中断可以通过下面两个引脚请求:

1) 复位引脚 RS: 该中断停止正在执行的程序流, 使处理器返回一个预定义状态, 程序指针回到 0000H。

2) 不可屏蔽中断引脚 NMI: 处理器程序指针转移到 24H 处, 并使状态寄存器 ST0 的 INTM (中断方式控制位) 位置 1, 从而禁止一切可屏蔽中断。除此之外, 不影响系统其他操作。

(2) 软件不可屏蔽中断。软件不可屏蔽中断一般通过如下指令请求:

1) NMI: 强迫程序转移到中断向量 24H 处, 与 NMI 引脚功能一致。

2) TRAP: 强迫 CPU 转移到中断向量 22H 处, 但不把 INTM 写 1, 即可以被任意可屏蔽硬件中断打断。

3) INTR: 格式 INTRK, 用于初始化 X24X 中断中的任何一个中断。编号 K 指示出中断向量的值。它被响应时, 将 INTM 置 1, 以禁止所有可屏蔽中断。

(3) 不可屏蔽中断的执行步骤:



- 1) 程序计数器 PC 的值返回堆栈顶部。
- 2) 将对应的中断矢量地址载入 PC。
- 3) 如为外部硬件中断或 INTR、NMI 指令引发的中断, 还要把 INTM 置 1, 以禁止所有可屏蔽中断。
- 4) 执行中断矢量地址处的跳转指令, 以转到中断服务程序入口。
- 5) 执行中断服务子程序。
- 6) 遇到子程序后面的中断返回指令, 将返回地址从堆栈顶部返回 PC。
- 7) 继续执行挂起的主程序。

#### 4.3.5 复位操作

发生复位时, 将引起任何系统操作的非正常退出, 是级别最高的中断。此时, 它使系统进入预定的初始状态。

- (1) 复位后的系统状态。
  - 1) PC 清零, 程序执行从 0000H 开始。
  - 2) INTM=1, 禁止所有可屏蔽中断。另外中断标志寄存器 IFR 和中断屏蔽寄存器 IMR 也被清零。
  - 3) 状态寄存器按如下方法初始化: OV=0, XF=1, SXM=1, PM=0, CNF=0, INTM=1, C=1。
  - 4) 全局存储器分配寄存器 GREG 被清零, 使所有数据存储器配置为全局数据存储器。

- 5) 重复计数器 RPTC 被清零。
- 6) 有外部存储器接口时, 等待状态被设置为最大延时。
- 7) 初始化外设的各控制寄存器。
- (2) 可以引发复位的条件。

- 1) 看门狗定时器复位: 当不正确的值写入其关键寄存器或控制寄存器时, 引起定时器复位。
- 2) 软件复位: 当通过编程使系统控制寄存器 SYSCR 的 RESET0=0 或者 RESET1=1 时, 引发系统复位。
- 3) 上电复位: 系统的上电复位引脚 PORESET 有效时, 系统复位。
- 4) VDD 超范围复位: 芯片电源 VDD 超推荐范围时, 系统复位。
- 5) 非法地址访问复位: 程序试图访问非法地址时, 系统复位。
- 6) 复位引脚复位: RS 引脚接入低电平时, 系统复位。

#### 4.3.6 可屏蔽中断

X24X 系列 DSP 控制器的 CPU 提供了 6 个可屏蔽中断级——INT1~INT6, 其中每一个中断级都可连接多个可屏蔽的中断源。图 3.2-25 所示为 CPU 接收和响应可屏蔽中断的结构, 其中 4 个中断源 (XINT1、XINT2、XINT3 和 RTI) 共享中断级 INT1。相似的情形也适用于其他中断等级 (INT2~INT6)。

可屏蔽中断响应过程:

- 1) 外部中断源发出中断申请。
- 2) 对应的外部中断控制寄存器的标志位 (bit15) 被置 1, 表示中断被请求。
- 3) 如果对应的外部中断控制寄存器的屏蔽位 (bit0) 被置 1, 则该请求被送到仲裁逻辑。
- 4) 仲裁逻辑可能接收到多个请求信号, 它通过比较其优先级, 将最高的中断申请送到 CPU。
- 5) 设置 IFR 的对应优先级的标志位, 挂起该中断。
- 6) 如果 IMR 的对应屏蔽位为 1, 且 ST0 的 INTM 位 (中断方式位) 为 0, 则该中断被 CPU 响应, 并执行对应的中断服务子程序 (ISR)。

当硬件或软件中断请求送至 CPU 后, CPU 必须决定是

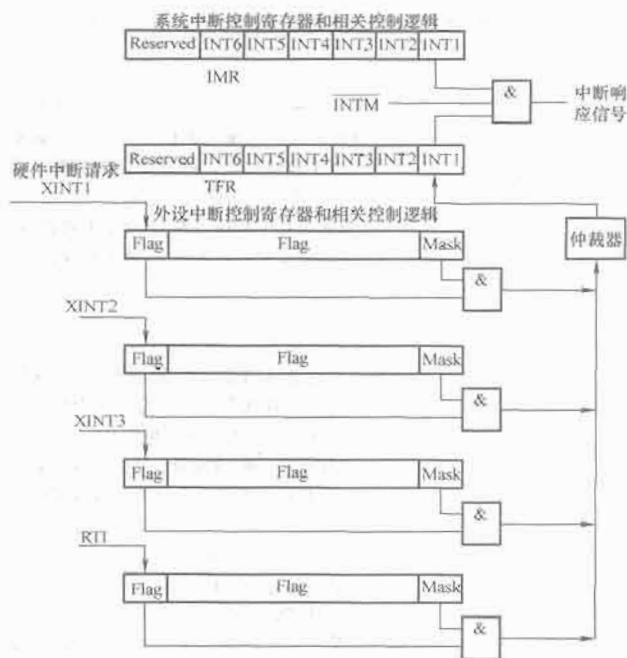


图 3.2-25 CPU 接收和响应可屏蔽中断的结构

否响应该请求。如果 CPU 响应该中断, 就执行相应的中断服务子程序。对于 X24X 而言, 软件中断和不可屏蔽的硬件中断总会被立即响应, 而可屏蔽的硬件中断只有在满足下述条件的情况下才会得到响应:

- 1) 优先级最高。当同时有多个硬件中断源发出请求时, X24X 根据优先级顺序依次对其服务。
- 2) INTM=0。状态寄存器 ST0 中的第 9 位 (INTM) 用于使能或禁止所有可屏蔽中断。当 INTM=0 时, 所有未被屏蔽的中断都被使能。
- 3) IMR 中的对应位为 1。表示相应的中断级 INT<sub>x</sub> 被使能。

#### 4.3.7 中断服务

中断服务中, 最复杂的情形就是多个中断源利用同一优先级的情况。下面总结前面的介绍, 说明这种情况的服务全过程。当然, 这个过程要结合用户合理的程序设计来实现。表 3.2-36 给出了 X24X 器件可屏蔽中断等级对应的系统中断矢量地址。

表 3.2-36 X24X 器件可屏蔽中断矢量地址

等 级	中断矢量位置	在矢量位置处的可能内容
INT1	0002H	跳转到 GISR1
INT2	0004H	跳转到 GISR2
INT3	0006H	跳转到 GISR3
INT4	0008H	跳转到 GISR4
INT5	000AH	跳转到 GISR5
INT6	000CH	跳转到 GISR6

(1) 可屏蔽中断被响应。可屏蔽中断被 CPU 响应的前期过程:

- 1) 外部中断源发出中断申请。
- 2) 对应的外部中断控制寄存器的标志位 (位 15) 被置 1, 表示中断被请求。
- 3) 如果对应的外部中断控制寄存器的使能位 (位 0)

被置1, 则该请求被送到仲裁逻辑。

4) 仲裁逻辑可能接收到多个请求信号, 它通过比较其优先级, 将最高的中断申请送到 CPU。

5) 设置 IFR 的对应的标志位, 挂起该中断。

6) 如果 IMR 的对应屏蔽位为 1, 且 ST0 的 INTM 位 (中断方式位) 为 0, 则该中断被 CPU 响应, 并执行对应的中断服务子程序。

7) 中断被响应的同时, 对 IFR 相应位清零, INTM 置 1 (屏蔽其他中断), 但中断源的标志位不消除。

(2) 执行通用中断服务子程序 (GISR)。实际上, 由于 DSP 大量外设及事件管理器的存在, 必然出现多个外部中断使用一个系统中断入口的现象。

对来自同一级别系统中断的不同中断源进行服务入口选择。

1) 跳转到对应中断源 (30 个之一) 的中断矢量地址。该地址中可以放置到对应 GISR 的跳转命令。可以对每一个可屏蔽中断源设计一个这样的 GISR, 如 GISR1 ~ GISR6。

2) 外部中断源会向系统中断矢量寄存器 SYSIVR 自动写入一个具体的特定中断矢量——外设偏移矢量地址, GISR 读取这个地址。

3) 保存必要的现场, 跳转到特定的矢量地址入口。

4) 执行该入口的跳转指令, 跳转到特定的中断服务子程序 SISR。

(3) 执行特定的中断服务子程序 (SISR)。这是具体的中断服务, 完成中断请求所要求的服务功能。

1) 执行 SISR 程序, 处理中断服务内容。

2) 执行返回指令, 堆栈地址返回 PC, 回到 GISR 断点处继续执行挂起的 GISR。

(4) GISR 回归操作。SISR 执行结束后, 回到 GISR, GISR 继续完成如下操作:

1) GISR 程序要恢复暂存的寄存器中间值等 (现场)。

2) 把堆栈主程序地址返回 PC, 回到主程序继续执行。

(5) 每次跳转到中断矢量入口必须完成的操作。需要注意的是, GISR、SISR 执行时, 有两次中断矢量入口操作, 这两次操作构成了一个中断的嵌套结构。每次跳转到中断矢量入口必须完成如下任务:

1) 在转入前, 用户程序保存必需的寄存器值。

2) 程序计数器 PC 的值返回堆栈顶部。

3) 将对应的中断矢量地址载入 PC。

4) 如为外部硬件中断或 INTR、NMI 指令引发的中断, 还要把 INTM 置 1, 以禁止所有可屏蔽中断。

5) 执行中断矢量地址处的跳转指令, 以转到中断服务程序 (GISR、SISR) 入口处。

6) 执行中断服务子程序 GISR 或 SISR。

7) 恢复寄存器值。

8) 遇到子程序后面的中断返回指令, 将返回地址从堆栈顶部返回 PC。

9) 继续执行挂起的上一级程序。对 SISR 来讲, 上一级为 GISR; 对 GISR 来讲, 上一级为主程序。

注意, 以上第 1)、7) 两步是用户程序必须考虑的。而程序地址的压栈、出栈操作则由转移、调用、返回等指令自动完成。

实际上, 如果外部中断源无须仲裁, 则可以不设置 GISR 这一级别的中断。图 3.2-26 所示为 DSP 控制器中断处理的一般流程。

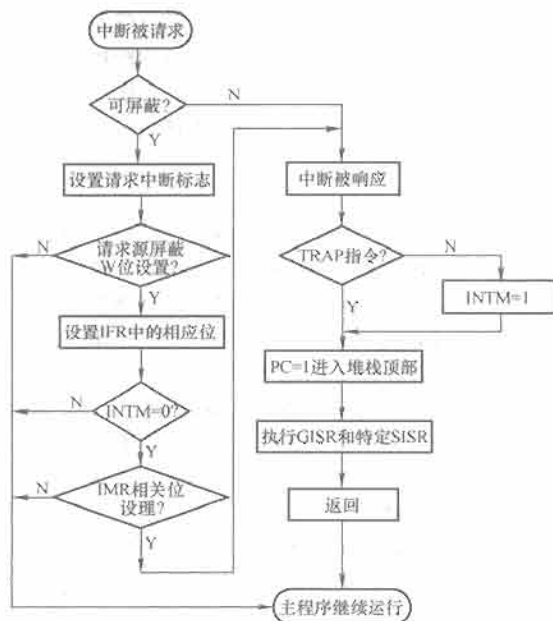


图 3.2-26 中断处理的一般流程

## 5 嵌入式微处理器

### 5.1 概述

#### 5.1.1 嵌入式微处理器概述

早在 20 世纪七八十年代就已经将嵌入式微处理器应用于工业控制等领域。随着工业、医疗卫生和国防等各部门对智能控制需求的不断增长, 对嵌入式微处理器的运算速度、可扩充能力、系统可靠性、功耗和集成度等方面提出了更高的要求。为了适应各方面的需求, 嵌入式微处理器体系结构经历了一个从 CISC 到 RISC, 数据总线宽度从 4 位、8 位、16 位、32 位到 64 位, 寻址空间 64KB~16MB 甚至更大, 处理速度 0.1~2000MIPS, 常用封装从 8 引脚到 144 引脚的过程。微处理器的功耗也有了明显降低, 其集成度进一步提高, 出现了大量的 SoC (System on Chip) 系统。

目前, 嵌入式系统已广泛应用于信息家电、移动通信、手持信息设备以及工业控制等领域。国外著名的处理器生产厂商 (如 Motorola、Intel、AMD、日立、NEC、EPSON 公司等) 纷纷推出各自的嵌入式微处理器, 最具有代表性的有 Motorola 公司的 PowerPC 系列、Intel 公司的 StrongARM 系列、AMD 公司的 K6 2E 系列、EPSON 公司的 SIC33 系列等。这些微处理器各具特色, 大都性能优越, 系统集成度高, 扩展能力强, 可以广泛应用于各类嵌入式系统中。

ARM (Advanced RISC Machines) 既可以认为是一个公司的名字, 也可以认为是对一类微处理器的通称, 还可以认为是一种技术的名字。1991 年 ARM 公司成立于英国剑桥, 主要出售芯片设计技术的授权。目前, 采用 ARM 技术知识产权 (IP) 核的微处理器即通常所说的 ARM 微处理器, 已遍及工业控制、消费类电子产品、通信系统、网络系统、无线系统等各类产品市场, 基于 ARM 技术的微处理器应用约占据了 32 位 RISC 微处理器 75% 以上的市场份额。

ARM 公司是专门从事基于 RISC 技术芯片设计开发的公司, 作为知识产权供应商, 它本身不直接从事芯片生产, 而是转让设计许可, 由合作公司生产各具特色的芯片。世界各大半导体生产商从 ARM 公司购买其设计的 ARM 微处理器核, 根据各自不同的应用领域加入适当的外围电路, 从而

形成自己的 ARM 微处理器芯片进入市场。目前,全世界有几十家大的半导体公司都使用 ARM 公司的授权,因此即使 ARM 技术获得更多的第三方工具、制造、软件支持,又使整个系统成本降低,从而使产品进入市场更容易被消费者所接受,更具有竞争力。

### 5.1.2 嵌入式系统

(1) 嵌入式系统是指用于实现独立功能的专用计算机系统。它由包括微处理器、微控制器、定时器、传感器等一系列微电子芯片与器件、嵌入在存储器中的微型操作系统及控制应用软件组成,完成诸如实时控制、监测管理、移动计算、数据处理等各种自动化处理任务。

嵌入式系统以应用为中心,以微电子技术、控制技术、计算机技术和通信技术为支撑。与桌面微机系统不同,嵌入式系统没有标准化的体系结构,其硬件平台和运行在该平台上的软件系统都是根据需要定制的。而且嵌入式系统常常用于关键设备的控制,对实时性、可靠性有严格的要求,因此嵌入式系统更强调软硬件的协同性与整合性,以满足系统对功能、成本、体积和功耗等多方面的要求。

(2) 嵌入式系统的软硬件特征。嵌入式系统的硬件必须根据具体的应用任务、功耗、成本、体积、可靠性、处理能力等指标来选择。嵌入式系统的核心是系统软件和应用软件,由于存储空间有限,因而要求软件代码紧凑、可靠,大多数嵌入式系统对实时性有严格要求。早期的嵌入式系统的设计方法通常是采用硬件优先的原则,即在粗略估计软件任务需求的情况下,首先进行硬件设计与实现,然后在此平台上进行软件设计,因而很难达到充分利用软硬件资源,取得最佳性能的效果。同时,一旦在测试时发现问题,需要对设计进行修改,则整个设计流程将重新进行,这对成本和设计周期的影响很大。

20 世纪 90 年代以来,随着微电子技术的日益发展,出现了软硬件协同设计(co-design)方法,即使用统一的方法和工具对软件和硬件进行描述、综合和验证。在系统目标要求的指导下,通过综合分析系统软硬件功能及现有资源,协同设计软硬件体系结构,最大限度地挖掘系统软硬件能力。然而目前协同设计方法在系统描述、软硬件划分、系统验证、系统综合等方面仍面临着不少困难,成为嵌入式系统领域的研究热点。

(3) 嵌入式操作系统。现在的嵌入式操作系统正朝着通用、实时和构件化方向发展,能运行于不同类型的微处理器,具有灵活的内核,具备文件和目录管理能力,有较友好的人机界面,支持多任务、多优先级调度,具有网络服务功能,有丰富的应用程序接口和应用软件等。随着微电子技术的发展,例如片上系统 SoC 的出现,使嵌入式系统的硬件变得越来越小,功能却越来越强,桌面操作系统与嵌入式操作系统的区别变得小了,开发和移植的工作更加容易。

(4) 嵌入式系统的设计要求。嵌入式系统设计不同于桌面机系统,它非常受限于功能和具体的应用环境、体积、质量、安全性、可靠性等因素。因此,在设计嵌入式系统时需要重点考虑以下问题:

1) 功能实用、便于升级:嵌入式产品应用特定,最初只需提供必要的功能,但其体系结构应能支持产品升级与功能扩展。

2) 并发处理、及时响应:采用并发多任务技术处理嵌入式系统复杂的外部事件以及控制软件系统的复杂性,以保证子系统的实时性能。

3) 造型自然、结构紧凑:嵌入式产品外型符合环境特点,结构精简、紧凑。

4) 接口方便、操作容易:嵌入式产品接口符合技术标准与规范要求,操作过程简单。

5) 稳定可靠、维护简便:嵌入式系统的软硬件配置精简,抗干扰能力符合环境要求,装配结构便于检修。

6) 功耗管理、降低成本:采用严格的功耗管理措施,延长电池寿命,提高软硬件的资源利用率,努力降低产品成本。

### 5.1.3 ARM 嵌入式微处理器

ARM 公司所提供的 16/32 位嵌入式 RISC 内核有 ARM7、ARM9、ARM9E、ARM10、SecurCore 和 StrongARM、IntelXScale 几个系列,每个系列产品的设计都尽量遵循高性能、低功耗的原则,以满足用户日益复杂的应用需求。

(1) ARM7 系列。ARM7 系列包括 ARM7TDMI、ARM7TDMI-S、带有高速缓存处理器宏单元的 ARM720T 和扩充了 Jazelle 的 ARM7EJ-S。该系列处理器提供 Thumb 16 位压缩指令集和 Embedded ICEJTAG 软件调试方式,适合应用于更大规模的 SoC 设计中。其中 ARM720T 高速缓存处理器宏单元还提供 8KB 缓存和具有内存管理功能的高性能处理器,支持 Linux、Symbian OS 和 Windows CE 等嵌入式操作系统。

ARM7 系列广泛应用于多媒体和嵌入式设备,包括 Internet 设备、网络和调制解调器设备,以及移动电话、PDA 等无线设备。

(2) ARM9 系列。ARM9 系列有 ARM9TDMI、ARM920T 和带有高速缓存处理器宏单元的 ARM940T。所有的 ARM9 系列处理器都具有 Thumb 压缩指令集和基于 Embedded ICEJTAG 的软件调试方式。ARM9 系列兼容 ARM7 系列,而且能够比 ARM7 系列进行更加灵活的设计。

ARM 系列主要应用于引擎管理、仪器仪表、安全系统、机顶盒、高端打印机、PDA、网络电脑以及带有 MP3 音频和 MPEG4 视频多媒体格式的智能电话中。

(3) ARM9E 系列。ARM9E 系列为综合处理器,包括 ARM926EJ-S、ARM946E-S 和带有高速缓存处理器宏单元的 ARM966E-S。该系列强化了数字信号处理(DSP)功能,可应用于需要 DSP 与微控制器结合使用的情况,将 Thumb 技术和 DSP 都扩展到 ARM 指令集中,并具有 Embedded ICE-RT 逻辑(ARM 的基于 Embedded ICEJTAG 软件调试的增强版本),更好地适应了实时系统的开发需要。同时其内核在 ARM9 系列处理器内核的基础上使用了 Jazelle 增强技术,该技术支持一种新的 Java 操作状态,允许在硬件中执行 Java 字节码。

ARM9E 系列广泛应用于硬盘驱动器和 DVD 播放器等海量存储设备、语音编码器、免提连接、巡航控制等自动控制解决方案,以及调制解调器和软调制解调器、PDA、智能电话、MP3 音频译码器和语音识别及合成等设备中。

(4) ARM10E 系列。ARM10E 系列包括 ARM1020E、ARM1022E 和 ARM1026EJ-S 微处理器核。其核心在于使用向量浮点(VFP)单元 VFP10 提供高性能的浮点解决方案,从而极大地提高了处理器的整型和浮点运算性能,为用户界面的 2D 和 3D 图形高性能应用打下基础,如视频游戏机和高性能打印机等。

(5) SecurCore 系列。SecurCore 系列涵盖了 SC100、SC110、SC200 和 SC210 微处理器核。该系列处理器主要针



对新兴的安全市场,以一种全新的安全处理器设计为智能卡和其他安全产品开发提供独特的 32 位系统设计,并具有特定的反伪造方法,从而有助于防止对硬件和软件的盗版。

(6) StrongARM 和 IntelXScale。StrongARM 处理器将 Intel 处理器技术和 ARM 体系结构融为一体,致力于 handheld 通信和消费电子类设备提供理想的解决方案。IntelXScale 微体系结构则提供全性能、高性价比、低功耗的解决方案,支持 16 位 Thumb 指令和集成数字信号处理 (DSP) 指令。

## 5.2 ARM 的体系结构

ARM 作为嵌入式系统中的处理器,具有低电压、低功耗和低集成度等特点,并具有开放和可扩展性,事实上已成为嵌入式系统首选的处理器架构。

### 5.2.1 RISC 处理器结构

RISC 是英文 Reduced Instruction Set Computer 的缩写,中文意思是“精简指令集计算机”。它是在 CISC (Complex Instruction Set Computer, 复杂指令集计算机) 指令系统基础上发展起来的。20 世纪 80 年代诞生了 RISC 型 CPU,相对于 CISC 型 CPU, RISC 型 CPU 不仅精简了指令系统,还采用了一种叫做“超标量和超流水线结构”的技术,大大增加了并行处理能力。RISC 指令集是高性能 CPU 的发展方向。它与传统的 CISC 相对。相比而言, RISC 的指令格式统一,种类比较少,寻址方式也比复杂指令集少,当然处理速度就提高很多了。ARM 也采用 RISC 结构,并使一个机器周期执行一条指令。

此外, RISC 型处理器都采用了 Load/Store 结构,即只有 Load/Store 的存/取指令可与存储器打交道,其余指令都不允许进行存储器操作。为此, ARM 也采用 Load/Store 的结构,为了进一步提高指令和数据的存/取速度,有的还增加指令快存 I-cache 和数据快存 D-cache。同时还采用了多寄存器的结构,使指令的操作尽可能在寄存器之间进行。

由于指令相对比较精简,降低了处理器的复杂性,因此,中央控制器就没有必要采用微程序的方式。ARM 则采用了硬接线 PLA 的方式。

另外, ARM 为了便于指令的操作控制,所有指令都采用 32 位固定长度。除了单机器周期执行一条指令外,每条指令具有多种操作功能,提高了指令的使用效率。

### 5.2.2 ARM 处理器体系结构扩展

(1) Thumb 指令集。由于 RISC 处理器的指令功能相对比较弱, ARM 为了弥补此不足,在新型 ARM 架构 (V4T 版以上) 定义了 16 位的 Thumb 指令集。Thumb 指令集比通常的 8 位和 16 位 CISC/RISC 处理器具有更好的代码密度,而芯片面积只增加 6%,可以使程序存储器更加小。

(2) 多处理器状态模式。ARM 可以支持用户、快速中断、外部中断、监管、数据访问中止、系统和未定义指令中止 7 种处理器模式,除了用户模式外,其余的均为特权模式。这也是 ARM 的特色之一,可以大大提高 ARM 处理器的效率。

(3) 嵌入式在线仿真调试。ARM 架构的处理器芯片都嵌入了在线仿真 ICE-RT 逻辑,便于通过 JTAG 来仿真调试 ARM 架构芯片,可以省去昂贵的在线仿真器。另外,在处理器核中还可以嵌入跟踪宏单元 ETM (Embedded Trace Macrocell),用于监控内部总线,实时跟踪指令和数据的执行。

(4) 灵活和方便的接口。ARM 架构具有协处理器接口,既可以使基本的 ARM 处理器内核尽可能小,又可以方便地扩充各种功能。

ARM 允许接 16 个协处理器。另外, ARM 处理器核还具有基于片上总线 OCB (On-Chip Bus) 的 AMBA (Advanced Micro-controller Bus Architecture)。通过 AMBA 来方便地扩充各种处理器及 I/O,可以把 DSP、其他处理器和 I/O (如 UART、定时器和接口等) 都集成在一块芯片中。

(5) 低电压、低功耗的设计。为了降低功耗, ARM 架构的设计采用了以下一些措施:

1) 降低电源电压,可工作在 3.0V 以下。

2) 减少门的翻转次数,当某个功能电路不需要时禁止门翻转。

3) 减少门的数目,即降低芯片的集成度。

4) 降低时钟频率 (但会损失系统的性能)。

### 5.2.3 ARM 处理器架构

图 3.2-27 所示为 ARM 处理器架构。它由 32 位 ALU、31 个 32 位通用寄存器及 6 位状态寄存器、 $32 \times 8$  位乘法器、 $32 \times 32$  位桶形移位寄存器、指令译码及控制逻辑、指令流水线和数据/地址寄存器组成。

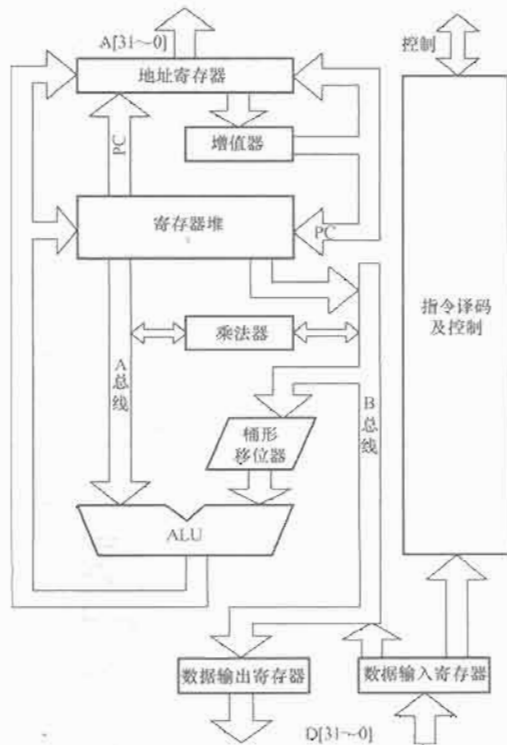


图 3.2-27 ARM 处理器架构

#### 5.2.3.1 ALU

图 3.2-28 所示为 ARM 架构的 ALU 逻辑框图,它与常用的 ALU 逻辑结构基本相同,由两个操作数寄存器、加法器、逻辑功能、结果及零检测逻辑构成。

ARM 处理器每一时钟周期由双相时钟组成。ALU 的最小数据通路周期由以下组成:

- 1) 寄存器读时间。
- 2) 移位器延迟。
- 3) ALU 延迟。
- 4) 寄存器写建立时间。
- 5) 双相时钟间非重叠时间。

#### 5.2.3.2 桶形移位寄存器

为了减少移位的延迟时间, ARM 采用了  $32 \times 32$  位的桶形移位寄存器,可以使左移/右移  $n$  位、循环移  $n$  位和算术右移  $n$  位等一次完成。

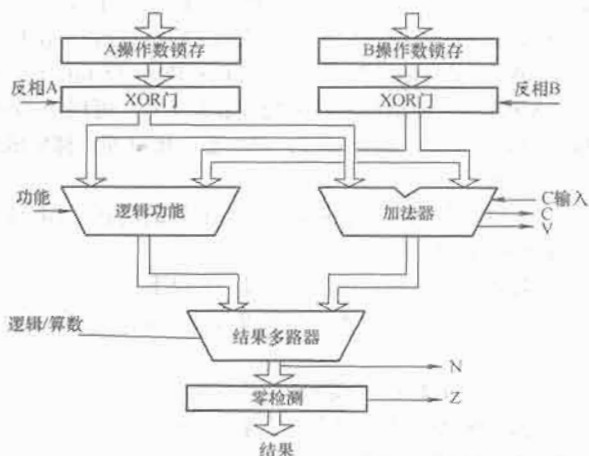


图 3.2-28 ALU 逻辑框图

### 5.2.3.3 高速乘法器

乘法器一般采用“加—移位”的方法来实现乘法。ARM 为了提高运算速度，则采用两位乘法的方法，根据乘数的 2 位来实现“加—移位”运算。ARM 高速乘法器采用  $32 \times 8$  位的结构，可以降低集成度（其相应芯片面积不到并行乘法器的  $1/3$ ）。

### 5.2.3.4 浮点部件

浮点部件是作为选件被 ARM 架构选用，FPA10 浮点加速器是作为协处理器与 ARM 相连，并通过协处理器指令的解释来执行。其内部结构如图 3.2-29 所示。

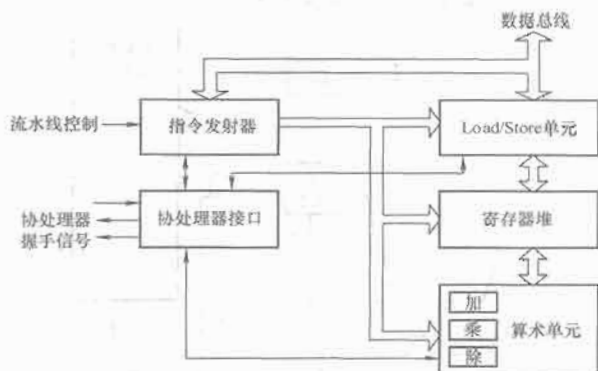


图 3.2-29 FPA10 浮点加速器内部结构框图

浮点 Load/Store 指令的使用频率要达到 67%，故 FPA10 内部也采用 Load/Store 结构，有 8 个 80 位浮点寄存器组，指令执行也采用流水线结构。

### 5.2.3.5 控制器

ARM 的控制器采用硬接线的可编程逻辑阵列 PLA，如图 3.2-30 所示。其输入端 14 根，输出 40 根，分散控制 Load/Store 多寄存器、乘法器、协处理器以及地址、寄存

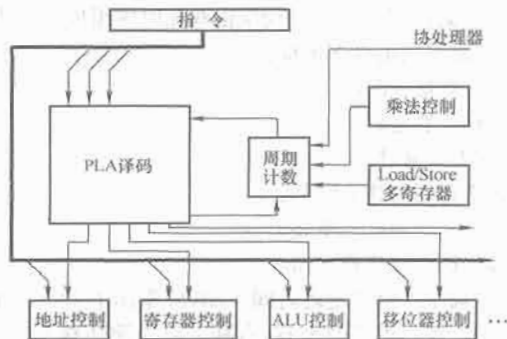


图 3.2-30 ARM 控制逻辑结构图

器、ALU 和移位器控制。新型的 ARM 采用了两块 PLA，一块小的快速 PLA，用来产生与时间相关的输出；另一块大的慢速 PLA 用来产生其他输出。

### 5.2.3.6 ARM 的流水线结构

(1) ARM 架构的三级流水线。ARM7 架构采用了三级流水线，分为取指、译码和执行。图 3.2-31 所示为单周期三级流水线的操作示意图。



图 3.2-31 ARM7 架构单周期三级流水线结构

在上述三级流水线中，取指的存储器访问和执行的通路占用都是不可同时共享的资源，对多周期指令来说，会产生流水线阻塞。图 3.2-32 所示的阴影框周期都是与存储器访问有关的。因此，在流水线设计中不允许重叠。数据传送周期既需存储器访问，又需占用数据通路，故第 3 条指令的执行周期不得不等第 2 条指令的数据传送执行后才能操作。译码主要为下一周期的执行产生相应的控制信号，原则上与执行周期紧接在一起，故第 3 条指令取指后需延迟 1 个周期才进入到译码周期。



图 3.2-32 ARM7 多周期三级流水线结构

(2) ARM 架构的五级流水线。上述三级流水线阻塞主要产生在存储器访问和数据通路的占用上，因此 ARM9 及 StrongARM 架构都采用了五级流水线，把存储器的取指与数据存取分开，同时还增加了 I-Cache 和 D-Cache 以提高存储器存取效率；其次，增加了数据写回的专门通路和寄存器，以减少数据通路冲突。这样，五级流水线分为取指、指令译码、执行、数据缓存和写回等。

3) ARM 的流水线设计。流水线除了加深流水线的深度和加快时钟频率来提高流水线的效率和吞吐率，还需要解决流水线中的结构相关、数据相关和控制相关等流水线相关问题。

1) 流水线的结构相关。如果某些指令在流水线中重叠执行时产生资源冲突，则称该流水线有结构相关。上述的三级流水线中的存储器访问和数据通路因共享资源的冲突，就产生了流水线结构相关，因而不得不使第 3 条指令的执行周期暂停 1 个周期（也称为流水线气泡）。为了避免结构相关，ARM 架构采用了资源重复的方法。①采用分离式指令和数据 Cache，使取指和存储器的数据访问不再发生冲突，同时也解决了相应的数据通路问题。②ALU 中采用单独加法器来完成地址计算，使执行周期的运算不再产生资源冲突。

2) 流水线的的数据相关。当一条指令需要前面指令的执行结果，而这些指令均在流水线中重叠执行时，就可能引起流水线的的数据相关。数据相关有“写后读”、“写后写”和“读后写”等。一般流水线出现的数据相关主要是“写后读”



(Read After Write, RAW) 相关。对于数据相关, ARM 架构采用了以下方法: ①定向 (也称为旁路或短路) 技术: 在某条指令产生结果之前, 其他指令并不真正需要该结果, 若能将该结果从其产生的地方直接送到其他指令需要的地方, 那么就可能避免停顿。当定向 (旁路) 硬件检测到前一个 ALU 运算结果的写入寄存器是当前 ALU 操作的源寄存器时 (假定第 2 条指令是 ADD/SUB 等运算指令), 那么控制逻辑将前一个 ALU 运算结果定向到 ALU 的输入端, 后一个 ALU 操作数就不必从源寄存器中读取操作数。②流水线互锁 (Pipe Line Interlock) 技术: 不是所有的数据相关都可以用定向技术来解决。如第 1 条指令要在流水线的某个时钟周期末间接寻址来存/取存储器, 而第 2 条指令却要在该时钟周期初就需要这一数据, 显然, 简单的定向技术无法解决该数据相关问题。通过流水线互锁功能部件检测到上述数据相关, 流水线暂停执行第 1 条之后的所有指令, 直到能通过定向来解决该数据相关为止。当然, 要在流水线插入停顿, 会使上述指令序列的执行时间增加 1 个时钟周期, 但是能使流水线损失减小, 仍能顺畅地运行。③编译器的流水线调度 (或指令调度) 技术: 通过重新组织代码顺序来消除上述停顿。

3) 流水线的控制相关。当流水线遇到分支指令和其他会改变 PC 值的指令时就会发生控制相关。对于控制相关, ARM 架构采用了以下方法: ①指令预测。尽早判断分支转移是否成功, 从而采取相应的预测转移来减小延迟转移的损失。②尽早计算出分支转移成功时的 PC 值 (即分支的目标地址)。有些 ARM 架构处理器流水线的译码阶段增加了一个专用加法器来计算分支的目标地址。

### 5.3 ARM 基本编程模型

对于 ARM 编程, 需要了解以下几个方面。

#### 5.3.1 ARM 处理器模式

ARM 处理器共有 7 种运行模式, 如表 3.2-37 所示。

表 3.2-37 ARM 处理器的 7 种运行模式

处理器模式	处理器模式描述
用户模式 (User, usr)	正常程序执行的模式
快速中断模式 (FIQ, fiq)	用于高速数据传输和通道处理
外部中断模式 (IRQ, irq)	用于通常的中断处理
监管模式 (Supervisor, sve)	供操作系统使用的一种保护模式
数据访问中止模式 (Abort, abt)	用于虚拟存储及存储保护
未定义指令中止模式 (Undefined, und)	用于支持通过软件仿真硬件的协处理器
系统模式 (System, sys)	用于运行特权级的操作系统任务

除了用户模式之外的其他 6 种处理器模式称为特权模式 (Privileged Modes)。在这些模式下, 程序可以访问所有的系统资源, 也可以任意地进行处理器模式的切换。其中, 除系统模式外, 其他五种特权模式又称为异常模式。

处理器模式可以通过软件控制进行切换, 也可以通过外部中断或异常处理过程进行切换。大多数的用户程序运行在用户模式下, 这时, 应用程序不能够访问一些受操作系统保护的系统资源, 应用程序也不能直接进行处理器模式的切换。当需要进行处理器模式的切换时, 应用程序可以产生异常处理, 在异常处理过程中进行模式的切换。这种体系结构可以使操作系统控制整个系统的资源。

当应用程序发生异常中断时, 处理器进入相应的异常模式。在每一种异常模式中都有一组寄存器, 供相应的异常处理程序使用, 这样就可以保证在进入异常模式时, 用户模式下的寄存器 (保存了程序的运行状态) 不被破坏。

系统模式并不是通过异常过程进入的, 它和用户模式具有完全一样的寄存器。但是系统模式属于特权模式, 可以访问所有的系统资源, 也可以直接进行处理器模式的切换。它主要供操作系统任务使用。通常操作系统的任务需要访问所有的系统资源, 同时该任务仍然使用用户模式下的寄存器组, 而不是使用异常模式下相应的寄存器组, 这样可以保证当异常中断发生时任务状态不被破坏。

#### 5.3.2 ARM 的寄存器组

ARM 处理器一般共有 37 个寄存器, 其中: ①31 个通用寄存器, 包括程序计数器 (PC) 在内, 这些寄存器都是 32 位寄存器。②6 个状态寄存器, 这些寄存器也是 32 位寄存器。

在任意的处理器模式下, 可见寄存器包括 15 个通用寄存器 (R0~R14)、一个或者两个状态寄存器以及程序计数器 (PC)。在所有的寄存器中, 有些是各模式共用的同一物理寄存器, 有些寄存器是各模式自己独立拥有的物理寄存器。如图 3.2-33 所示为各处理器模式下的可见寄存器。



图 3.2-33 ARM 处理器各模式下的可见寄存器

从图 3.2-33 中可以看出, 通用寄存器 R0~R7 在所有的处理器模式下指的都是同一个物理寄存器。而对于 R8~R12 寄存器组, 除了在快速中断模式下有自己专有的物理寄存器, 其他模式下也共用统一物理寄存器。

R13 寄存器对应 6 个不同的物理寄存器, 即除了前面提过的用户模式与系统模式共用一个寄存器外, 其他模式都有相应的物理寄存器。一般, R13 寄存器在 ARM 中通常用作栈指针, 在 ARM 指令中这只是一习惯用法, 并非强制要求。

R14 寄存器又被称为连接寄存器 (Link Register, LR), ARM 体系中有两种特殊的作用。

(1) 每一种处理器模式的物理寄存器 R14 中存放当前子程序的返回地址。当通过跳转指令调用子程序时, R14 被设置为该子程序的返回地址。在子程序中, 把 R14 的值赋值到程序计数器 PC 中时, 子程序返回。

(2) 当异常中断发生时, 该异常模式特定的物理寄存器 R14 被设置成该异常模式将要返回的地址, 对于有些异常模式, R14 的值可能与将返回的地址有个常数的偏移量。

程序计数器 R15 又被记作 PC。由于 ARM 采用了流水

线机制,当正确读取了PC的值时,该值为当前指令地址加8个字节。也就是说,对于ARM指令集来说,PC指向当前指令的下两条指令的地址。由于ARM指令是字对齐的,PC值的第0位和第1位总为0。

CPSR(当前程序状态寄存器)可以在任何处理器模式下被访问。它包含标志位、中断禁止位、当前处理器模式标志位以及其他的一些控制和状态位。每一种处理器异常模式下都有一个专用的物理状态寄存器,称为SPSR(备份程序状态寄存器)。当特定的异常中断发生时,这个寄存器用于存放当前程序状态寄存器的内容。在异常中断返回退出时,可以用SPSR中保存的值来恢复CPSR。由于用户模式和系统模式不是异常中断模式,所以它们没有SPSR。当在用户模式或者系统模式中访问SPSR,将会产生不可预知的结果。

SPSR与CPSR的格式相同。CPSR的格式见表3.2-38。

表 3.2-38 CPSR 寄存器格式

31	30	29	28	27~8	7	6	5	4~0
N	Z	C	V	未使用	I	F	T	模式

N(Negative)、Z(Zero)、C(Carry)、V(Overflow)统称为标志位。大部分的ARM指令可以根据CPSR中的这些条件标志位来选择性地执行。各条件标志位的具体含义如下:

1) N:当两个补码表示的有符号整数运算时,N=1表示运算的结果为负数;N=0表示运算结果为正数或零。

2) Z:Z=1表示运算结果为零;Z=0表示运算的结果不为零。

3) C:在加法指令中,当结果产生了进位,则C=1;其他情况下C=0。在减法指令中,当运算中发生借位,则C=1;其他情况下C=0。

4) V:对于加/减法运算指令,当操作数和运算结果为二进制的补码表示的带符号数时,V=1表示符号位溢出。

CPSR的低8位称为控制位,当异常中断发生时这些位发生改变。在特权模式下,软件可以修改这些控制位。

1) I:普通中断禁止位。I=1时禁止IRQ中断。

2) F:快速中断禁止位。F=1时禁止FIQ中断。

3) T:对于ARMv4以及更高版本的T系列ARM处理器,T=0表示执行ARM指令;T=1表示执行Thumb指令。对于ARMv5以及更高版本的非T系列ARM处理器,T=0表示执行ARM指令;T=1表示强制下一条执行的指令产生来定义指令中断。

### 5.3.3 ARM的存储系统

这里仅仅介绍ARM编程模型中与存储系统相关的一些概念。

(1) ARM体系中的存储空间。ARM体系中使用单一的平板地址空间。该地址空间的大小为 $2^{32}$ 个8位字节。这些字节单元的地址是一个无符号的32位数值,其取值范围为 $0 \sim 2^{32}-1$ (FFFFFFFFH)。

ARM的地址空间也可以看作是 $2^{30}$ 个32位的字单元。这些字单元的地址可以被4整除,也就是说该地址的低两位为00。地址为A的字单元包括地址A、A+1、A+2、A+3这4个字节单元的内容。

(2) ARM的存储器格式。在ARM体系中,每个字单元中包含4个字节单元或者两个半字单元,其中一个半字单元中包含两个字节单元。但是在字单元中,4个字节哪一个

是高位字节,哪一个是低位字节,则有两种不同的格式,如big-endian格式和little-endian格式。

在big-endian格式中,对于地址为A的字单元包括字节单元A、A+1、A+2、A+3,其中字节单元由高位到低位字节顺序为A、A+1、A+2、A+3;地址为A的字单元包括半字单元A、A+2,其中半字单元由高位到低位字节顺序为A、A+2;地址为A的半字单元包括字节单元A、A+1,其中字节单元由高位到低位字节顺序为A、A+1。这种存储器格式见表3.2-39。

表 3.2-39 big-endian 格式的存储系统

字单元 A			
半字单元 A		半字单元 A+2	
字节单元 A	字节单元 A+1	字节单元 A+2	字节单元 A+3
31~24	23~16	15~8	7~0

在little-endian格式中,地址为A的字单元包括字节单元A、A+1、A+2、A+3,其中字节单元由高位到低位字节顺序为A+3、A+2、A+1、A;地址为A的字单元包括半字单元A、A+2,其中半字单元由高位到低位字节顺序为A+2、A;地址为A的半字单元包括字节单元A、A+1,其中字节单元由高位到低位字节顺序为A+1、A。存储器格式见表3.2-40。

表 3.2-40 little-endian 格式的存储系统

字单元 A			
半字单元 A+2		半字单元 A	
字节单元 A+3	字节单元 A+2	字节单元 A+1	字节单元 A
31~24	23~16	15~8	7~0

### 5.3.4 ARM指令集介绍

ARM指令系统属于RISC指令系统,标准的ARM指令每条都是32位,有些ARM内核还可以执行16位的Thumb指令集。一般,ARM指令具有以下特点:

(1) 指令的条件执行。ARM指令都是条件执行,条件标志位于程序代码字节的cond位(位28~31)。根据cond的不同编码,可以根据条件码标志决定指令的执行。

(2) 灵活的第二操作数。ARM指令的另一个重要特点是数据处理类指令有灵活的第二操作数operand2(位于程序代码的位0~11)。它既可以是立即数,也可以是逻辑运算数,使得ARM指令可以在读取数值的同时进行算术和移位操作。

(3) 协处理器的作用。ARM内核可提供协处理接口,通过扩展协处理器完成更加复杂的功能。因此ARM指令中还包括多条协处理器指令,使用多达16个协处理器,允许将其他处理器通过协处理器接口进行紧密耦合。ARM还包括几种内存管理单元的变种,包括简单的内存保护到复杂的页面层次。

(4) Thumb指令。ARM在有的版本中支持16位Thumb指令。Thumb指令集的整体执行速度比ARM32位指令集快,而且提高了代码密度。

(5) 具有RISC指令的特点。由于ARM指令属于RISC指令,所以具有RISC指令的特点,指令少,且等长,便于充分利用流水线技术,使用多寄存器,且为简单的Load和Store指令。

ARM指令按功能大致可以分为跳转指令、数据处理指

令、程序状态寄存器传送指令、Load/Store 指令、协处理器指令和异常中断产生指令。ARM 指令字长为固定的 32 位，一条典型的 ARM 指令编码格式见表 3.2-41。

表 3.2-41 ARM 指令编码格式

cond	00	I	opcode	S	Rn	Rd	operand2
31~28	27~26	25	24~21	20	19~16	15~12	11~0

其中：

- 1) cond: 位 28~31, 执行指令的条件编码。
- 2) I: 位 25, 决定 operand2 的格式。
- 3) opcode: 位 21~24, 操作码。
- 4) S: 位 20, 表示结果是否影响状态寄存器标志位, 1 影响, 0 不影响。
- 5) Rn: 位 16~19, 第一操作数的寄存器编码。
- 6) Rd: 位 12~15, 目标寄存器编码。
- 7) operand2: 位 0~11, 表示第二操作数编码。

ARM 指令包括 60 多条指令, 并且支持多种寻址方式, 如寄存器寻址、立即数寻址、寄存器间接寻址、寄存器变址寻址、多寄存器寻址、堆栈寻址、块复制寻址以及相对寻址等。对于具体的指令集, 可以参考相关文献资料。

### 5.3.5 ARM 体系的异常中断

在 ARM 体系中通常有以下三种方式控制程序的执行流程:

- (1) 在程序正常执行过程中, 每执行一条 ARM 指令, 程序计数器 (PC) 的值加 4 个字节; 每执行一条 Thumb 指令, 程序计数器的值加 2 个字节。整个过程按顺序执行。
- (2) 通过跳转指令, 程序可以跳转到特定的地址标号处执行, 或者跳转到特定的子程序处执行。
- (3) 当异常中断发生时, 系统执行完当前指令后, 将跳转到相应的异常中断处理程序处执行。在异常中断处理程序执行完成后, 程序返回到发生中断的指令的下一条指令处执行 (断点)。

ARM 体系的中断向量表中指定了各异常中断及处理程序的对应关系。它可以放在存储地址的低端, 也可以放在存储地址的高端。异常中断向量表的大小为 32 字节, 其中每个异常中断占据 4 个字节大小, 保留了 4 个字节的空。

每个异常中断对应的中断向量表中的 4 个字节的空存放了一个跳转指令或者一个向 PC 寄存器中赋值的数据访问指令。通过这两种指令, 程序将跳转到相应的异常中断处理程序处执行。

表 3.2-42 列出了 ARM 体系中各异常中断向量的描述。

表 3.2-42 ARM 体系各异常中断向量表

中断向量偏移地址	异常中断类型	异常中断模式	优先级 (6 最低)
0x00	复位	监管模式	1
0x04	未定义的指令	未定义指令中止模式	6
0x08	软件中断	监管模式	6
0x0c	指令预取中止	中止模式	5
0x10	数据访问中止	中止模式	2
0x14	保留	未使用	未使用
0x18	普通中断请求	外部中断模式	4
0x1c	快速中断请求	快速中断模式	3

ARM 处理器对异常中断的响应过程:

- (1) 保存处理器当前状态、中断屏蔽位以及各条件标志

位。这是通过将当前程序状态寄存器 CPSR 的内容保存到将要执行的异常中断对应的 SPSR 寄存器中实现的。

(2) 设置当前的程序状态寄存器 CPSR 中相应的位, 使处理器进入相应的执行模式, 禁止 IRQ 中断, 以及当进入 FIQ 模式时, 禁止 FIQ 中断。

(3) 将寄存器 lr\_mode 设置成返回地址。将程序计数器值 (PC) 设置成该异常中断的中断向量地址, 从而跳转到相应的异常中断处理程序处执行。

## 5.4 其他嵌入式微处理器

### 5.4.1 TriMedia 嵌入式微处理器

Philips 公司所开发的以 VLIW 为设计概念的 TriMedia 嵌入式微处理器是一种专门针对多媒体处理的处理器。

#### 5.4.1.1 简介

TriMedia TM-1300 嵌入式微处理器 (简称 TM-1300 微处理器) 是依照 VLIW (超长指令字组) 的架构所设计的, 每个时钟可以同时输出 5 个 VLIW 指令, 并且可以在每个时钟中同时执行处理器中的 5 个并行运算指令。它的工作频率可达 166MHz, 也可以同时执行更多的一般指令及更复杂的数据运算。

目前许多厂商将 TM-1300 微处理器作为实时操作系统 (Realtime Operation System) 的控制核心, 可以通过它提供的开发工具很方便地设置硬件方面的参数, 并且也很容易调试及修改原来的程序。此外, TM-1300 已经开发出许多专用指令集, 例如多媒体 MPEG1、MPEG2 等的译码指令集, 可以帮助厂商在很短的时间内利用 TM-1300 开发出所需要的先进嵌入式系统装置。目前利用 TM-1300 微处理器所开发的产品包括个人视频处理装置、视频点播、机顶盒或多媒体播放机等。

TM-1300 微处理器集成了许多外围输入/输出单元, 并且有许多协微处理器处理单元, 可以处理许多多媒体数据的应用。TM-1300 除具有一般 32 位微处理器的架构及浮点运算功能外, 还拥有多媒体处理及 DSP 的特殊运算指令, 以加速它在多媒体数据处理时的运算速度。除此之外 TM-1300 微处理器具有很小的体积、功耗功率低, 以及支持 Sony/Philips 数字音质输出格式 (Sony/Philips Digital Format, SPDIF) 等特性。

#### 5.4.1.2 TriMedia 微处理器架构

TM-1300 微处理器在使用 VLIW 指令时, 处理性能可以达到与同时处理 12 个一般处理器所进行的运算量。TM-1300 提供了数据与指令的高速缓存, 可以提供有效的数据存储速度, 大幅提升处理器的性能。

整个 TriMedia TM-1300 的硬件架构如图 3.2-34 所示。双通道的数据高速缓存可以允许同时传输两通道数据。为了减少总线的带宽限制, 在主存储器及高速缓存间的指令采用压缩编码的格式传输, 在处理器处理指令之前, 该压缩指令会先在指令高速缓存的解压缩单元进行解压缩, 还原为正常的指令数据再送到微处理器中做处理。

TM-1300 提供了一个主存储器管理接口单元 (Main Memory Interface, MMI), MMI 的主要功能是控制处理器的片外存储器的配置与数据传输。MMI 可以使程序控制内存的传输带宽, 并且负责将内存的数据传到处理器中进行处理。MMI 可以在 143MHz 的工作频率下控制 16MB 及 64MB 的 SDRAM, 也提供了 8MB、16MB 或 32MB 的内存控制。至于大于 64MB 的内存, 就必须使用较低的工作频率来控制内存的数据传输。



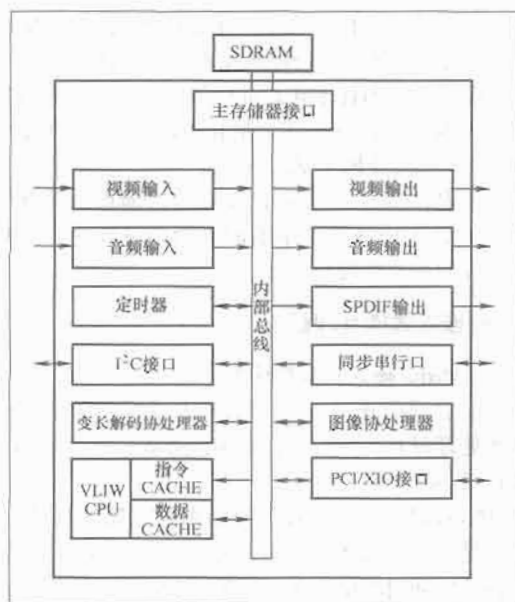


图 3.2-34 TM-1300 微处理器内部硬件框图

TM-1300 微处理器可以使用外部 SDRAM 作为扩充内存, 利用微处理器中的 MMI 控制对外部 SDRAM 的数据传输, 通过高速的传输总线, 可以快速传输微处理器及外部内存的数据。这种有效的数据传输设计可以完成实时的数据传输操作, 可以在不考虑数据传输时间开销的前提下, 大幅度提高微处理器的扩充性。

TM-1300 微处理器使用 SDRAM 时, 可以通过程序控制使用与处理器内部不同的工作频率来进行内存的数据传输。

TM-1300 微处理器拥有图像接收单元, 用来接收外部装置所获取的图像, 并且将图像数据传输到内存中, 图像接收单元还可以在不使用微处理器的运算的情况下, 将原本高分辨率的图像转换为较低的图像分辨率, 例如将原本每条扫描线 720 个像素的图像转换成每条扫描线 360 个像素。

TM-1300 微处理器的图像输出单元还可以通过程序规划对特殊的图像数据格式做处理输出, 可以允许图像依照指定的尺寸、位置及透明度层层输出显示; 也可以提供或接收图像的时钟控制信号 (Clock) 或同步信号 (Synchronizing), 通过这些功能, 可以很精确地控制图像输出的时间及同步。

TM-1300 微处理器的语音输入单元及输出单元提供了许多语音处理功能, 用于接收或输出数字语音数据, 通过程序规划可以处理各种音频格式。除此之外, TM-1300 微处理器也提供了音频及图像流的时钟控制信号, 可以控制语音及图像的同步输出或输入。语音输入单元提供了两组语音输入通道, 可以处理单声道或 16 位立体声的音频数据, 语音输出单元最多可以提供 8 个通道的音频数据, 以输出 16 位及 32 位的立体或单声道的音频数据; TM-1300 微处理器还提供了许多语音数据处理应用的指令集。TM-1300 微处理器可以通过这些指令集的调用处理相关的音频格式数据, 可供厂商直接使用, 加速产品的研发。

TM-1300 微处理器还拥有高速串行传输的 SPDIF 输出接口, SPDIF 接口可以通过软件控制设计成许多不同用途的输出接口。例如语音信号的输出, 程序开发人员可以通过程序设计将 SPDIF 接口设计成两个通道的数字语音 PCM 信号, 也可以设计成 6 声道的 Dolby 数字音频输出等。

TM-1300 微处理器有一个图像协同微处理器单元 (Im-

age Coprocessor Unit), 可以在不占用 TM-1300 微处理器主要运算核心的资源的情况下, 将 SDRAM 中的图像数据传送到显示器的图像寄存器中, 也可以直接将数据在不同的内存间做搬移操作。

TM-1300 微处理器还有一个可变长度译码器 (Variable Length Decoder, VLD)。这个译码器可以针对 MPEG1 或者 MPEG2 压缩数据的 Huffman 编码做直接的译码操作, 并且可以直接将处理好的数据在内存间做传输操作, 而不用动用太多的微处理器运算资源。

TM-1300 微处理器拥有一个 I²C 接口, 可以设置及控制连接到 TM-1300 微处理器的周边图像或者其他装置, 如数字数据编码器、数码相机或者数码摄影机等。此外, I²C 接口还可以控制 TM-1300 微处理器外部扩充的 EPROM, 将外部的开机数据由 EPROM 内读取到 TM-1300 微处理器中。

TM-1300 微处理器拥有一个特别的总线接口, 称为 PCI/XIO 总线接口, 通过这个接口可以使 TM-1300 微处理器成为一个个人计算机的扩充卡上的控制器。TM-1300 微处理器可以使用 PCI/XIO 总线接口接收微处理器的外部指令去控制整个扩充卡上的操作, 开发人员可以将 TM-1300 作为图像获取卡或者多微处理器并行运算架构系统中的一个运算单元。

#### 5.4.2 MIPS 嵌入式微处理器

MIPS 公司提供授权给厂商生产或开发 RISC 架构的嵌入式微处理器。有不少厂商使用 MIPS 公司先进的 RISC 技术开发出知名的产品。例如日本 NEC 公司采用 MIPS 的 64 位的嵌入式微处理器内核开发出 Vr4100 及 Vr4300 系列的嵌入式系统微处理器, 利用 MIPS 公司的 32 位的微处理器处理内核开发出 V800 系列的嵌入式微处理器等。

MIPS 公司的嵌入式微处理器利用硬件架构的有效分配处理, 可以在有限的工作时钟下发挥微处理器最大的工作效率, 例如内存的寻址分配、高速缓存的设置、寄存器的数量及输入输出接口的带宽等, 都是 MIPS 公司开发的微处理器有优势的地方。

其他的如 IDT、Toshiba、Sony 及一些厂商都采用 MIPS 公司的 RISC 架构微处理器开发它们自己的嵌入式微处理器, Sony 公司的 Playstation2 就采用了 MIPS RISC 架构的控制内核。另外日本任天堂公司的 Nintendo64 也采用 MIPS 公司的 64 位 CPU, 以工作时钟 93.75MHz 的速度进行游戏机的控制。美国康柏公司也推出了内含 MIPS RISC 架构的微处理器为控制核心的掌上型计算机。

#### 5.4.3 Intel 嵌入式微处理器

Intel 公司除 ARM、StrongARM 之外, 还有许多的相关产品。除了与 ARM 公司合作制造开发的 StrongARM 嵌入式微处理器外, 还有许多其他应用层面的嵌入式微处理器产品。Intel 公司从 80960 微处理器进行改良及设计, 开发出 80296A 嵌入式微处理器, 采用 16 位的架构, 结合了数字信号处理的功能。另外, 还有与德国 Bosch 公司合作开发的 CAN (Controlled Area Network) 通信协议控制器, 编号为 87C196CA 和 87C196CB 的嵌入式微处理器可以应用在通信网络的产品上。

另外, Intel 公司开发的 i960JT 嵌入式微处理器, 是一种 RISC 架构的 32 位微处理器, 主要产品的应用定位在网络传输应用, 如 ADSL Modem 等; 而另一种嵌入式微处理器 i960VH, 则用于快速网络数据处理与多媒体图像处理应用等。



#### 5.4.4 AMD 嵌入式微处理器

AMD 公司所开发的嵌入式微处理器是以 X86 指令架构为主,从 Am386DX、Am386SX、Am486DX 到 AMD-K62E,主要应用在实时操作系统上,例如工业用计算机、终端机处理系统、自动化系统等,可以使用实时操作系统如 Windows CE、PSOS、QNX 等。

#### 5.4.5 三菱嵌入式微处理器

三菱公司目前所开发的嵌入式微处理器主要针对多媒体数据处理的应用范围,M32R 系列嵌入式微处理器以 32 位 RISC 架构为主,其中 M32/D 为内含 DR、/D 为内含 DARM 的嵌入式微处理器,M32/E 包含了 ROM、RAM 及大量的高速缓存和输入/输出接口;目前还推出了内置 3D 图像处理用内存 3DRAM 的嵌入式微处理器 M32R/D,主要针对 3D 图像所需要实时计算的大量数据量而设计。

#### 5.4.6 富士通嵌入式微处理器

富士通公司推出的 FR 微处理器集成多项外围功能如 A/D、DMA、UARTS、DRAMC 与 I/O,具有高性能、低功耗的特点。该公司另一款 RISC 微处理器 SPARclite 具有 8 个重叠窗口,每个配以 32 个目的寄存器,适用于数字电视机顶盒、网络装置、快速打印机与图像处理设备。

### 6 多处理器与总线控制

#### 6.1 概述

##### 6.1.1 多处理器的应用

##### 6.1.1.1 采用多处理器的优点

在系统中采用多处理器可能出于下列多种考虑:

(1) 可以实现系统的模块化体系结构。

(2) 可以简化程序的编制过程。与单处理器系统中必须把系统所有功能都集中在一个大型复杂程序中单独实现并进行调试相比,多处理器系统则把整个应用分解为多个独立的功能模块,并在不同的处理器上运行。

(3) 在某些复杂的应用场合,使用多处理器可以降低系统的成本。举例来说,电动机传动轴译码器发出的中断属于高速事件,而来自于 RS-232 接口的消息包或从 RTOS 环境下传递来的消息属于消息层中断。如果选择单处理器来执行上述任务,就要求所使用的处理器具有足够快的处理速度,既不会因为消息层中断服务占用处理器时间而影响到处理器对其他高速事件的响应,同时也不会因对高速事件快速响应而影响密集型任务的执行。如果选择多处理器来解决上述问题,则解决方案之一是使用一个单片微控制器来实现电动机控制,同时选择另一个高性能处理器来完成消息处理任务。综合来讲,使用两个处理器的成本要比使用一个高速处理器的开销小得多。

##### 6.1.1.2 多处理器系统

图 3.2-35 所示为一个使用三个处理器的控制系统。其中的第一个处理器 CPU1 一方面实现系统与外部显示设备和小键盘的接口,另一方面与 CPU2 处理器进行通信。同样,第三个处理器 CPU3 在实现电动机的实时控制和传感器事件处理的同时,还与第二个处理器 CPU2 保持通信。这三个处理器的内部都配置了只读存储器、随机存储器,以及需要使用的 I/O 端口。

图 3.2-35 中各个处理器之间通信链路的安排取决于应用的具体要求和环境。由于该系统中小键盘和显示设备的数据传输率不会太高,因此可以考虑使用 RS-232 接口来实现 CPU1 和 CPU2 之间的通信。从理论上来说,CPU3

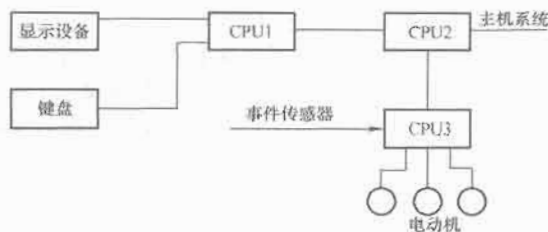


图 3.2-35 简单多处理器系统示意图

与主机之间的通信则可以通过诸如低速 RS-232、以太网、SCSI、SPI、I<sup>2</sup>C 等多种连接方式实现,具体使用何种通信完全取决于系统的吞吐量指标。如果 CPU2 与 CPU3 位于同一主板上,它们二者之间的通信可通过直接线路连接实现。

##### 6.1.1.3 采用多处理器所需要考虑的问题

一般来说,系统需要配多少个处理器,以及如何在处理器之间合理分配任务,应根据以下三点考虑来决定:

- (1) 软件的互相依赖性 or 软件的模块结构。
- (2) 处理器的吞吐量。
- (3) 处理器的物理位置。

##### 6.1.2 总线机制

任何一个微处理器都要与一定数量的部件和外围设备连接,但如果将各部件和每一种外围设备都分别用一组线路与 CPU 直接连接,那么连线将会错综复杂,甚至难以实现。为了简化硬件电路设计和系统结构,常用一组线路配置以适当的接口电路与各部件和外围设备连接,这组共用的连接线路被称为总线(有关总线的详细介绍参见本篇第 3 章)。采用总线结构便于部件和设备的扩充,尤其制定了统一的总线标准,可很容易使不同设备间实现互连。扩展的方法有两种,一种是并行总线,另一种是串行总线。由于串行总线的连线少,结构简单,往往不需要用专门的母板和插座,而直接用导线连接各个设备。因此,采用串行总线可大大简化系统的硬件设计。SPI 和 I<sup>2</sup>C 就是两种常用的串行总线接口。

I<sup>2</sup>C 串行总线是 Philips 公司推出的,利用该总线可实现主机系统所需的裁决和高低速设备同步等功能。I<sup>2</sup>C 两线总线只需两根引脚线就可与外部设备相连。

SPI (Serial Peripheral Interface, 串行外设接口) 总线系统是一种同步串行外设接口,允许 MCU 各种外围设备以串行方式进行通信和交换信息。SPI 总线的使用可以简化电路设计,无需使用很多常规电路接口器件,可提高设计的可靠性。对于速度要求不高,掉电后保存少量系统参数和低功耗的场合,使用 SPI 总线可以增加应用系统接口器件的种类,增强应用系统的性能。SPI 三线总线只需三根引脚线就可与外部设备相连。

#### 6.2 总线控制与仲裁

下面以 I<sup>2</sup>C 总线的竞争与仲裁为例进行介绍。I<sup>2</sup>C 总线是一种可以允许用两根线互连多个主机和多个从机的串行总线,通过时钟线 (SCL) 和数据线 (SDA) 就可以进行双向通信。由于两根线的连接方式都是“线与”,在多主机系统中,I<sup>2</sup>C 总线协议还要求进行冲突检测、时钟同步。在多主机的通信模式中,I<sup>2</sup>C 总线在任一刻只能被某个主机占用,不允许有多个主机同时占用总线,否则会引起总线冲突,导致通信失败。因此对于多主机系统,在 I<sup>2</sup>C 总线中就存在一个多主机竞争问题,需要进行仲裁。

### 6.2.1 I<sup>2</sup>C 总线仲裁过程中的时钟同步

所有主机在时钟线 SCL 上产生它们自己的时钟来传输 I<sup>2</sup>C 总线上的数据, 高电平周期有效, 因此需要一个确定的时钟进行位仲裁。通过将所有 I<sup>2</sup>C 总线器件的 SCL 引脚采用“线与”的方式连接到 I<sup>2</sup>C 总线的 SCL 信号线, I<sup>2</sup>C 总线可以获得可靠的时钟同步。图 3.2-36 所示为 I<sup>2</sup>C 总线仲裁过程中的同步时钟信号 SCL 的变化。

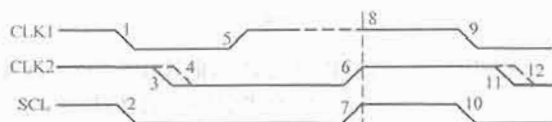


图 3.2-36 I<sup>2</sup>C 总线仲裁过程中的时钟同步

在图 3.2-36 中, I<sup>2</sup>C 总线器件 A 的时钟 CLK1 在时刻 1 由高到低的跳变使 I<sup>2</sup>C 总线时钟线 SCL 在时刻 2 变为低电平状态, I<sup>2</sup>C 总线器件 B 的时钟 CLK2 原本应该在时刻 4 结束高电平状态计数, 但由于 I<sup>2</sup>C 总线时钟线 SCL 被拉至低电平状态, 使得 CLK2 提前在时刻 3 变为低电平状态。

在 I<sup>2</sup>C 总线器件 A 和 B 的 SCL 进入低电平状态后, 它们分别开始对低电平状态进行计数, 首先计数结束的器件 A 的 CLK1 在时刻 5 变为高电平状态, 但由于此时总线时钟线 SCL 仍被 CLK2 拉为低电平状态, 器件 A 处于高电平等待状态。当器件 B 的 CLK2 在时刻 6 变为高电平状态后, I<sup>2</sup>C 总线时钟线 SCL 跳变为高电平状态, 器件 A 在此时 (时刻 8) 开始对高电平状态进行计数, 直到器件 A 的 CLK1 在时刻 9 又重新变为低电平状态, 开始一个新的过程。

由此可见, I<sup>2</sup>C 总线 SCL 信号线的低电平周期由低电平时钟周期最长的器件决定, 而高电平周期由高电平时钟周期最短的器件决定。

### 6.2.2 I<sup>2</sup>C 总线仲裁

当 I<sup>2</sup>C 总线上挂接多个器件时, 有时会出现两个或更多的主器件想同时占用总线的情况, 它们可能在同一时刻同时向总线发送数据, 这样就会产生总线竞争。

主机只能在总线空闲的时候启动传输, 两个或多个主机可以在起始条件的最小持续时间内产生一个起始条件, 结果在总线上产生一个规定的起始条件。当 SCL 线是高电平时, 仲裁在 SDA 线发生, 这样其他主机发送低电平时, 发送高电平的主机将断开它的数据输出级, 因为总线上的电平与它自己的电平不相同。总线仲裁可以持续多位, 它的第一个阶段是比较地址位有关的寻址信息, 如果每个主机都试图寻址相同的器件, 仲裁会继续比较数据位 (如果是主机发送器), 或者比较响应位 (如果是主机接收器)。在仲裁过程中不会丢失信息。如图 3.2-37 所示为两个主机的仲裁过程。

在图 3.2-37 中, 器件 1 的数据信号 DATA1 在时刻 1 出现高电平到低电平的跳变, 在 I<sup>2</sup>C 总线 SCL 高电平期间, 器件 2 的数据信号 DATA2 也在时刻 3 出现一个由高电平到

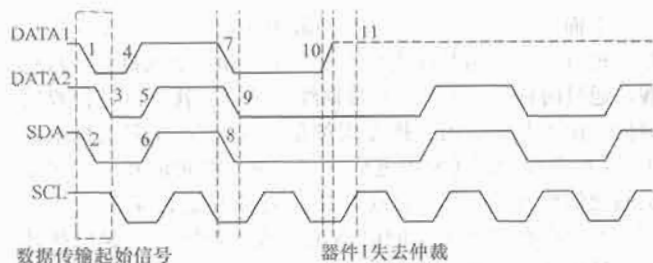


图 3.2-37 两个主机情况下 I<sup>2</sup>C 总线的仲裁过程

低电平的跳变, 结果 I<sup>2</sup>C 总线的 SDA 信号线上出现一个数据传送起始信号。在时刻 4 首先进入高电平状态的器件 1 的 DATA1 信号在 I<sup>2</sup>C 总线 SDA 信号保持低电平状态时, 一直处于高电平等待状态, 直到器件 2 的 DATA2 信号在时刻 5 完成低电平计数而跳变为高电平状态。在紧接着的一个 SCL 低电平周期, 器件 1 的 DATA1 信号在时刻 7 由高电平变为低电平, 器件 2 的 DATA2 信号在时刻 9 也由高电平跳变为低电平。此后, I<sup>2</sup>C 总线进入一个 SCL 高电平周期, 在此期间 SDA 必须保持稳定。

在这一 SCL 高电平周期结束后, 器件 1 的 DATA1 信号在时刻 10 由低电平跳变为高电平状态, 而器件 2 的 DATA2 信号仍然保持为低电平状态, DATA1 和 DATA2 通过“线与”使 I<sup>2</sup>C 总线的 SDA 信号处于低电平状态。在时刻 11, I<sup>2</sup>C 总线 SCL 信号上的另一个高电平周期出现, 此时器件 1 的 DATA1 信号为高电平状态, 器件 2 的 DATA2 信号为低电平状态, I<sup>2</sup>C 总线 SCL 信号线的状态为低电平, 很显然, 产生 DATA1 的主机内部数据电平与 SDA 信号线的实际电平不一致。因此, 器件 1 在时刻 11 失去总线仲裁。

I<sup>2</sup>C 总线的控制只由地址或机器码以及竞争主机发送的数据决定, 若没有中央主机, 总线则没有任何定制的优先权。必须特别注意的是, 在串行传输时, 当重复起始条件或停止条件发送到 I<sup>2</sup>C 总线的时候仲裁过程仍在进行。此时, 有关的主机必须在帧格式相同位置发送这个重复起始条件或停止条件, 也就是说仲裁不能在以下几种情况下进行:

- 1) 重复起始条件和数据位。
- 2) 停止条件和数据位。
- 3) 重复起始条件和停止条件。
- 4) 从机被卷入仲裁过程。

### 6.3 基于共享存储器的多处理器结构

在测控、仪器仪表、语音信号处理和图像通信领域中往往需要多处理器分工完成数字信号处理算法以及和外部系统的通信、控制、数据采集和人机接口等功能。在多机系统中, CPU 之间的通信可以利用共享式存储器实现。DMA 方式就是其中的一种, 能够达到数据的高速传输, 但不能同时访问存储器, CPU 必须等待总线, 而且有些 CPU 不支持 DMA 功能。另一种是利用多端口存储器, 双口 RAM 和 FIFO-RAM 是常用的两种多端口的存储器, 允许多 CPU 同时访问存储器, 大大提高了通信效率, 而且对 CPU 没有过多的要求, 特别适合异种 CPU 之间的异步高速系统。

#### 6.3.1 双端口存储器 (双口 RAM)

##### 6.3.1.1 双口 RAM 的仲裁控制

双口 RAM 是常见的共享式多端口存储器, 以图 3.2-38 所示的通用双口静态 RAM 为例来说明双口 RAM 的工作原理和仲裁逻辑控制。双口 RAM 最大的特点是存储数据共享。一个存储器配备两套独立的地址、数据和控制线, 允许两个独立的 CPU 或控制器同时异步地访问存储单元。既然数据共享, 就必然存在访问仲裁控制。内部仲裁逻辑控制提供以下功能: 对同一地址单元访问的竞争控制, 存储单元数据块的访问权限分配, 信号交换逻辑 (例如中断信号) 等。

(1) 对同一地址单元访问的竞争控制。如果同时访问双口 RAM 的同一存储单元, 势必造成数据访问冲突。为了防止冲突的发生, 采用 Busy 逻辑控制, 也称硬件地址仲裁逻辑。图 3.2-39 所示为地址总线发生匹配时的竞争时序。此处只给出了地址总线选通信号先于片选脉冲信号的情况, 而且两端的片选信号至少相差  $t_{APS}$ ——仲裁最小时间间隔

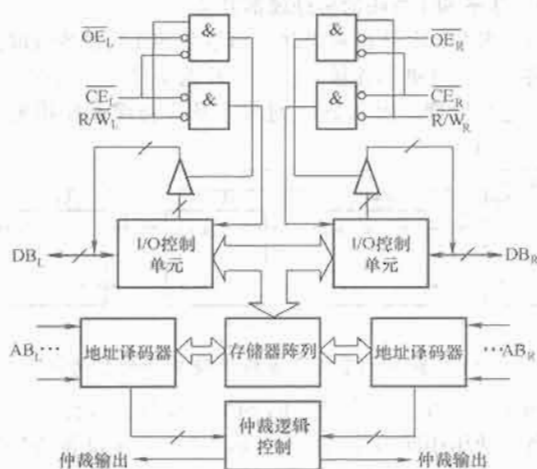


图 3.2-38 双口 RAM 原理框图

(IDT7132 为 5ns)，内部仲裁逻辑控制才可给后访问的一方输出 Busy 闭锁信号，将访问权交给另一方直至结束对该地址单元的访问，才撤销 Busy 闭锁信号。即使在极端情况下，两个 CPU 几乎同时访问同一单元——地址匹配时，片选信号低跳变之差少于  $t_{\text{APS}}$ ，Busy 闭锁信号也仅输出给其中某一 CPU，只允许一个 CPU 访问该地址单元。仲裁控制不会同时向两个 CPU 发 Busy 闭锁信号。

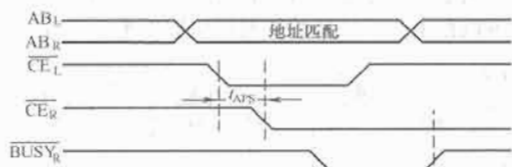


图 3.2-39 双口 RAM 访问竞争时序

(2) 存储单元数据块的访问权限分配。存储单元数据块的访问权限分配只允许在某一时间段内由一个 CPU 对自定义的某一数据块进行读写操作，这将有助于存储数据的保护，更有效地避免地址冲突。信号 SEM (Semaphore) 仲裁闭锁就是一种由硬件电路结合软件实现访问权限分配的方法。SEM 单元是与存储单元无关的独立标志单元。图 3.2-40 所示为一个信号仲裁闭锁逻辑框图。两个触发器在初始化时均使 SEM 允许输出端为高电平，等待双方申请 SEM。如果收到一方写入的 SEM 信号（通常低电平写入），仲裁电路将使其中一个触发器的 SEM 允许输出端为低电平，而闭锁另一个 SEM 允许输出端使其继续保持高电平。只有当先请求的一方撤销 SEM 信号，即写入高电平时，才使另一 SEM 允许输出端的闭锁得到解除，恢复等待新的 SEM 申请。

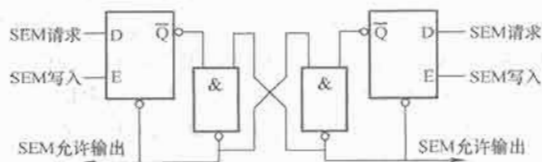


图 3.2-40 信号仲裁闭锁逻辑框图

(3) 信令交换逻辑 (Signaling Logic)。为了提高数据的交换能力，有些双口 RAM 采用信令交换逻辑来通知对方。IDT7130 (1KB 容量) 就是采用中断方式交换信令，利用两个特殊的单元 (3FFH 和 3FEH) 作为信令字和中断源。假设左端 CPU 向 3FFH 写入信令，将由写信号和地址选通信

号触发右端的中断输出，只有当右端的 CPU 响应中断并读取 3FFH 信令字单元，其中断才被双口 RAM 撤销。

### 6.3.1.2 FIFO-RAM 的工作原理

FIFO (First In First Out) -RAM 全称是先进先出存储器，简称 FIFO。

20 世纪 80 年代早期，FIFO 芯片是基于移位寄存器的中规模逻辑器件。容量为  $n$  的 FIFO 中，输入的数据由移位寄存器逐个移位输出，经  $n$  次移位才能完成输出。因此，这种 FIFO 的输入到输出延时与容量成正比，工作效率得到限制。

为了提高 FIFO 的容量和减小输出延时，现在 FIFO 内部存储器均采用双口 RAM，数据从输入到输出的延迟大大缩小。以通用的 IDT7202 为例，结构如图 3.2-41 所示。输入和输出具有两套数据线。独立的读写地址指针在读写脉冲的控制下顺序地从双口 RAM 读写数据，读写指针均从第一个存储单元开始，到最后一个存储单元结束，然后又回到第一个存储单元。标志逻辑部分即内部仲裁电路通过对读指针和写指针的比较，相应给出双口 RAM 的空 (EF) 和满 (FF) 状态指示，甚至还有中间指示 (XO/HF)。新型 FIFO 提供可编程标志功能，可以设置空加 4 或满减 4 的标志输出。目前，为了使容量得到更大的提高，存储单元采用动态 RAM 代替静态 RAM，并将刷新电路集成在芯片内部，实现自动刷新操作。

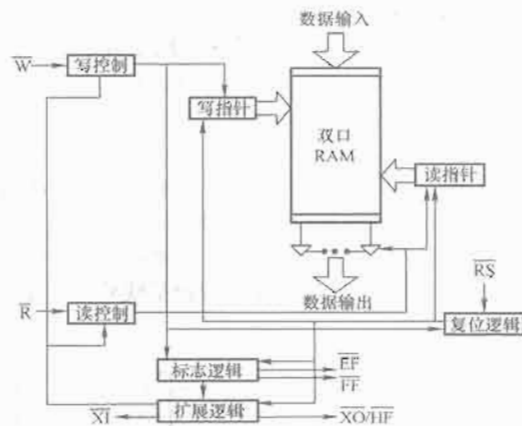


图 3.2-41 IDT7202 的结构框图

FIFO 只允许一端写入，另一端读出，因此 FIFO 是一种半共享式存储器。在双机系统中，只允许一个 CPU 往 FIFO 写数据，另一个 CPU 从 FIFO 读数据。而且，只要注意标志输出，空指示不写，满指示不读，就不会发生写入数据丢失和读出数据无效的情况。

### 6.3.2 双口 RAM 实现数据采集系统

数字信号处理器 (DSP) 能实时快速地实现各种数字信号处理算法，而 DSP 的控制功能不强，可以采用 8051 微控制器控制数据采集板，将采集的原始数据送给 DSP 处理并将处理结果传送给 8 位微控制器。图 3.2-42 所示为利用 1 片数字信号处理器 TMS320F206 (以下简称 DSP) 和 2 片 AT89C51 微控制器 (以下简称 MCU) 构成的多机数据采集系统接口示意图。

系统采用两片 CMOS 静态双口 RAM (IDT7132) 实现 MCU 和 DSP 的数据双向传递。双口 RAM 作为 DSP 的片外数据存储器，即用外部数据存储器选通信号  $\overline{DS}$  和高位地址信号经高速门输出选通双口 RAM 的片选信号。这样可以利用 DSP 的重复操作指令 (RPT) 和数据存储器块移动指



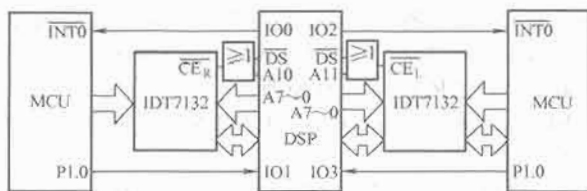


图 3.2-42 多处理器数据采集系统接口示意图

令 (BLDD) 减少数据传送时间, 双口 RAM 的 8 位数据总线接在 DSP 的低 8 位。

#### 6.4 基于 SPI 总线的多处理器结构

SPI 总线系统是由 Motorola 公司提出的一种同步串行外设接口, 允许 MCU 与各种外部设备以串行方式进行通信和交换信息, 还可用于多 MCU 间的通信。使用 SPI 总线可以简化电路设计, 提高设计的可靠性。

##### 6.4.1 SPI 总线特点

SPI 串行总线具有如下一些主要特点:

- 1) 可以同时发送和接收串行数据。
- 2) 可以当作主机或从机工作。
- 3) 提供频率可编程时钟。
- 4) 发送结束中断标志。
- 5) 写冲突保护。
- 6) 总线竞争保护。

##### 6.4.2 SPI 总线结构

SPI 总线可以用以下三个引脚来完成通信:

- 1) 串行数据输出 SDO (Serial Data Out)。
- 2) 串行数据输入 SDI (Serial Data In)。
- 3) 串行时钟 SCLK (Serial Clock)。

SPI 总线有主机、从机的概念。主机的发送与从机的接收相连, 主机的接收与从机的发送相连。图 3.2-43 所示为主机、从机之间的总线连接示意图, 主机产生的时钟信号输出到从机的时钟引脚上, 除以上三根通信线外, 一般从机还需一根片选控制线。

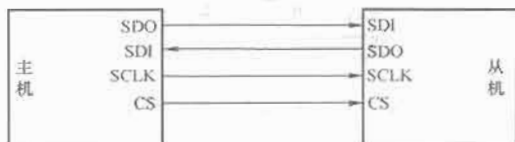


图 3.2-43 SPI 总线连接示意图

由于 SPI 的数据输出线 (SDO) 和数据输入线 (SDI) 是分开的, 因此允许主机、从机之间的发送和接收同时进行, 至于数据是否有效取决于应用软件。

系统主机为 SPI 总线通信过程提供同步时钟信号, 并决定从设备片选信号的状态, 使能将要进行通信的 SPI 从器件。SPI 从器件则从系统主设备获取时钟及片选信号, 因此从器件的控制信号 CS、SCLK 都是输入信号。

在系统主机与 SPI 从设备之间进行通信时, 不论是命令还是数据都以串行方式传送, 串行传送的数据被传入到一个移位寄存器, 并转换为并行数据格式。需要指出的是, 移位寄存器的位数并不是固定的, 它根据不同的设备而各不相同。大多数器件的移位寄存器是 8 位或 8 位的整数倍, 当然也存在一些奇数位的移位寄存器。

如果一个 SPI 从设备没有被选中, 它的数据输出端 SDO 将处于高阻状态, 从而与当前处于激活状态的器件隔离开。

##### 6.4.3 基于 SPI 总线的多处理器互连

(1) 多个 SPI 从设备级联。当多个 SPI 从设备级联使用时, 将它们的使能端连接到同一个片选信号上, 当作一个从设备来进行处理。图 3.2-44 对多个从设备级联使用的情况进行了说明。

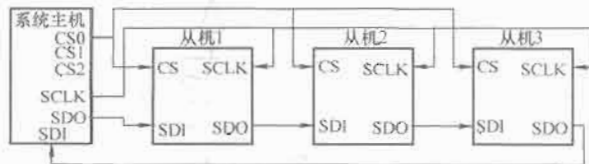


图 3.2-44 多个 SPI 从设备级联使用时的信号连接图

图 3.2-44 中, 三个级联的 SPI 从设备被看作是一个大的设备并使用相同的片选信号 CS, 这三个从设备的数据输出端被连接到另一个从设备的数据输入端, 并将最后一个从设备的数据输出端连接到系统主机的数据输入端。

(2) 多个 SPI 从设备独立使用。在图 3.2-45 中, 所有的 SPI 从设备仍然使用相同的时钟信号 SCLK, 并将所有 SPI 从设备的 SDI 引脚连接到系统主机的 SDO 引脚, SPI 从设备的 SDO 引脚连接到系统主机的 SDI 引脚。但每个 SPI 从设备采用相互独立的片选信号 CS0、CS1 和 CS2 来控制芯片使能端, 这样系统主机可以通过片选信号来选通其中一个 SPI 从设备进行读写操作访问, 而未被选中的其他所有器件均处于高阻隔离状态。如果 SPI 总线需要连接更多的从设备, 则可以在主机的片选端扩展译码器之类的器件。

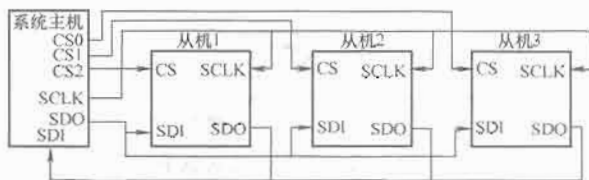


图 3.2-45 多个 SPI 从设备独立使用时信号连接图

#### 6.5 基于 I<sup>2</sup>C 总线的多处理器结构

##### 6.5.1 I<sup>2</sup>C 总线的基本特性

I<sup>2</sup>C (Inter-Integrated Circuit) 总线是 Philips 公司推出的一种用于集成电路器件之间连接的二线制串行扩展总线。I<sup>2</sup>C 总线通过两根线——串行数据 (SDA) 和串行时钟 (SCL) 线连接到总线上的任何一个器件。

采用 I<sup>2</sup>C 总线接口的器件, 无论该器件是微控制器、LCD 驱动器、存储器, 还是键盘接口, 都有唯一的地址序列号, 而且都可以作为一个发送器或接收器。在一个 I<sup>2</sup>C 总线系统中, 器件是发送器还是接收器由器件的功能决定, 很明显 LCD 驱动器只是一个接收器, 而数据存储器则既可以作为接收器又可以作为发送器。I<sup>2</sup>C 总线接口器件在数据传输过程中还可以被看作是主机或从机, 主机用于完成数据传输过程的总线初始化, 并产生允许数据传输的时钟信号, 此时任何被寻址的其他 I<sup>2</sup>C 总线接口器件都被认为是从机。

I<sup>2</sup>C 总线是一个多主机的总线, 即可以连接多于一个能控制总线的器件到总线。当两个以上能控制总线的器件同时启动传输时, 只能有一个器件真正控制总线而成为主机, 并使报文不被破坏, 这个过程即称为仲裁。与此同时, 使多个能控制总线的器件产生时钟信号的同步。

I<sup>2</sup>C 总线的基本特性如下:

- (1) 只要求两条信号线, 一条串行数据线 SDA 和一条串行时钟线 SCL。



(2) 每个连接到总线的器件都可以通过唯一的地址进行寻址。

(3) 它是一个真正的多主机总线, 如果两个或更多主机同时初始化数据传输过程, 则冲突检测和仲裁会防止数据被破坏。

(4) 串行的 8 位双向数据传输, 其位速率在标准模式下可达 100kb/s, 在快速模式下可达 400kb/s, 在高速模式下可达 3.4Mb/s。

(5) 片上的滤波器可以滤去总线数据线上的毛刺, 保证数据可靠传输。

(6) 连接到同一个 I<sup>2</sup>C 总线的芯片 (采用 I<sup>2</sup>C 接口) 数量仅受总线最大电容 400pF 的限制。

### 6.5.2 基于 I<sup>2</sup>C 总线的多处理器互连

I<sup>2</sup>C 总线的运行由主机控制。通常主机由各种微控制器或其他微处理器担当, 而被主机寻访的设备称为从机, 它可以是各种微控制器或其他微处理器, 也可以是其他器件, 如存储器、LED 或 LCD 驱动器、A/D 或 D/A 转换器、日历时钟器件等。基于 I<sup>2</sup>C 总线的多器件互连的基本结构如图 3.2-46 所示。



图 3.2-46 基于 I<sup>2</sup>C 总线的多器件互连结构

## 7 数据保护与人机接口

### 7.1 电源电压监视

目前市场上的电压监控芯片较多, 常用的有美国德州仪器公司 (TI) 推出的 ICTL7705、IC TL7700, 以及带备份电池的 MAXIM 公司的 MAX1691 等。下面主要介绍 IC-TL7705 的工作原理与应用。

ICTL7705 是专门用以排除电源干扰的电源监控芯片, 它能检测出电源瞬时短路和瞬时降压, 如 7705CP 能正确监测出降低的电压 ( $V_s = 4.5 \sim 4.6V$ ), 同时能产生复位信号, 并且在电源电压升到正常电压时解除该复位信号。此外, 片内还含有温度补偿的基准电压和正负两种逻辑输出 (集电极开路 30mA), 可以在较宽的范围内调节输出复位脉冲的宽度。它是一片具有 8 个引脚、双列直插式的集成电路芯片, 器件的引脚图如图 3.2-47 所示。

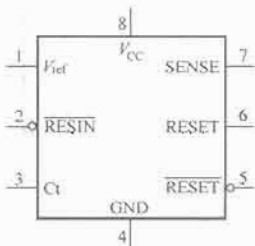


图 3.2-47 ICTL7705 引脚图

#### 7.1.1 ICTL 7705 芯片引脚说明

RESIN: 复位输入端, 低电平有效, 用以强制复位输出端有效。

Ct: 定时电容的连接端。连接定时电容器, 用以确定复位输出脉冲宽度。

GND: 接地端。

RESET: 复位输出端, 低电平有效。其输出是集电极开路方式, 故必须外接上拉电阻。

RESET: 复位输出端, 高电平有效。其输出是集电极

开路的, 故必须外接下拉电阻。

SENSE: 被测电压的输入电压的输入端, 检测 4.5V 以上的电平。

$V_{ref}$ : 基准电压输出端, 输出电压为 2.5V。

$V_{CC}$ : 电源端, 工作电压范围为 3.5~18V。

#### 7.1.2 ICTL 7705 应用实例

图 3.2-48 所示为该芯片用于 8031 处理器供电 +5V 电源监视与复位的电路。

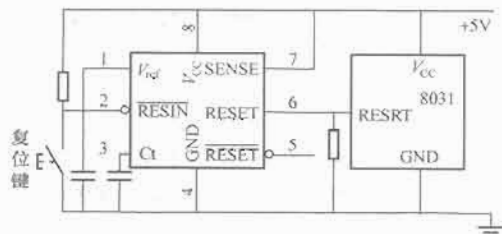


图 3.2-48 ICTL 7705 用作电压监视及复位电路

图 3.2-49 所示为电源电压变化及输出状态变化波形。由图可见, 在电源接通、瞬间电压降和瞬间干扰脉冲时, 电源监视器都能正确而及时地输出复位脉冲信号。图中  $V_s$  为被测电平, 对 +5V 来讲, 一般  $V_s$  大于 4.5V;  $t_{op}$  为复位脉冲的宽度, 其可由 Ct 来设定,  $t_s$  为反应时间, 对该芯片而言为 500ns 左右, 同时可外加 RC 延时网络来加长  $t_s$  时间, 用以降低噪声影响和器件的灵敏度, 上电时 RESET 有效, 直到  $V_{CC}$  达到  $V_s$ , 再经过  $t_{op}$  时间后 RESET 无效, 当  $V_{CC}$  下降或有干扰时, 只要  $V_{CC}$  小于  $V_s$ , 经过时间  $t_s$  后 RESET 有效, 当  $V_{CC}$  恢复到  $V_s$  以上或干扰脉冲过后, 再经过  $t_{op}$  时间后 RESET 变为无效。

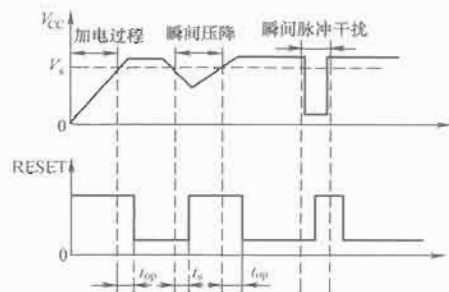


图 3.2-49 电源电压变化与输出电压变化

### 7.2 存储器与数据保护

#### 7.2.1 存储器

##### 7.2.1.1 存储器的组成

存储器用来存放数据和程序。在计算机内部, 数据和程序都以二进制代码的形式表示。图 3.2-50 所示为存储器的一般结构。存储器由存储矩阵 (存储单元的集合)、地址译码器和控制部分组成。

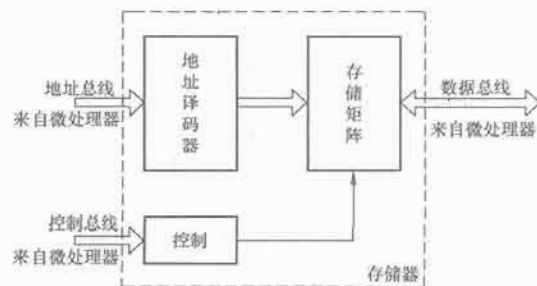


图 3.2-50 存储器结构框图

(1) 存储矩阵又称为存储体,由若干存储单元组成,用来存放数据和程序。

(2) 地址译码器接收从地址总线送来的地址码,经译码器译码,选中相应的存储单元。

(3) 控制部件用来控制存储器的读/写工作过程。

存储器通过地址总线、数据总线和控制总线与微处理器连接。

随机存取存储器(RAM)和只读存储器(ROM)是应用十分广泛的存储器。虽然这两种存储器在存取方式上是不一样的,但是也有很多共性。

### 7.2.1.2 存储器的分类及特点

(1) 随机存储器分为静态随机存储器(SRAM)和动态随机存储器(DRAM)。随机存储器(RAM)的特点:

1) 静态随机存储器在系统工作过程中能够稳定地保存信息,因此不需附加刷新电路。

2) 动态随机存储器所存信息在几毫秒时间内就会失效,因此一般在动态存储系统中需加刷新电路。

通常在存储容量较小(如16KB以下)的存储系统中宜采用静态随机存储器,在容量较大时宜用动态随机存储器。

(2) 只读存储器又可以分为多种类型,如ROM、PROM、EPROM、E<sup>2</sup>PROM和Flash ROM等。只读存储器(ROM)的特点:

1) ROM芯片是在制造过程中根据用户的要求人工写入程序,一旦程序被写入,则用户不能修改。

2) PROM芯片是用户在使用前,由用户将程序写入芯片中,一旦写入,也不能再次修改。这种芯片称为可编程只读存储器芯片。

3) EPROM比PROM进了一步,在编程之后,可以被擦除,再重新写入。其擦除方法可以通过用紫外线照射6~40min来完成。

4) 由于EPROM擦写时间较长,而又需借助紫外光,人们又研制出电可擦写的EPROM即E<sup>2</sup>PROM。

5) 非易失性可编程Flash ROM,平常情况下Flash ROM与EPROM一样是禁止写入的,在需要时,加入一个较高的电压就可以写入或擦除。因此,其维护与升级都很方便。

### 7.2.2 存储器的数据保护

当由微机系统组成的实时系统在遇到干扰时,数据区中存放的信息可能会随之被破坏,整个系统就有可能无法恢复到原来的工作状态,因此需采取适当措施保障数据区的安全,从而提高系统的可靠性。这些保护措施有:

(1) 增加一片写保护RAM芯片。假定某一应用系统用8KB的RAM,使用这一方法除了用一片6264外,还要加一片2016,对它实现写保护。其中一片6264的作用和普通的存储器完全一样,用作数据存储、缓冲和运算时的工作单元。另一片2KB的2016用来保存一些重要的数据,例如每天的累计值、采样的信号、运算的结果等,在电路上对它实行写保护,由程序来打开或者关闭。存放在它上的数据是相对重要且不需要经常修改的数据,所以平时禁止对这片RAM写入数据。当程序运行到某一规定时刻,需要对这些数据进行修改时,先把写保护开关打开,然后送入新的数据,写完后紧接着把开关关闭。这时就只能对2016进行读操作,不能写入。这样能有效地保证这片RAM中数据的安全性,不容易被意外的情况所破坏。

(2) 在内存中开辟一小块写保护区。在通常情况下,系

统中需要保存的主要数据并不多,用不着加一片RAM芯片,尤其是对于内存容量较小的控制器,反而会使大部分的存储单元空闲,增加系统的开销。进一步的改进是可以将两块RAM芯片合二为一,在同一块芯片中划出一小块区域作为写保护区,剩余部分为非保护区。工作时,未经程序许可不能对写保护区进行写入操作,其余部分则可以随时读出或者写入,不受它的影响。

(3) 采用后备电池或非易失性RAM,如HM628128BLP-7是带后备电池的非易失性RAM,或采用E<sup>2</sup>PROM,以保障系统断电后,所存储的数据不丢失。但同样要采取有效的防误写入措施。

## 7.3 人机接口(MMI)

人机接口是指在人和计算机之间建立联系、交流信息的输入/输出设备。随着计算机应用领域的日益广泛,人机交互设备的性能和类型有了很大的发展。不仅那些以计算机为中心的常规输入/输出设备(如键盘、显示器、打印机等)在不断发展与更新,而且人们逐步研制和生产出了各种以人为中心的智能设备。

### 7.3.1 键盘接口

键盘是微型计算机不可缺少的输入设备,人们通过它向计算机传递信息。组成键盘的按键有机械式、电容式、导电橡胶式和薄膜式等多种,但不管何种形式,每个键均是一个使电路接通与断开的开关。按获取键码的方式,键盘分为非编码键盘和编码键盘两类。所谓编码键盘就是指键盘本身带有实现主要功能所必需的硬件电路,不仅具有能自动检测被按下的键,并完成去抖动、防串键等功能,而且还能将与所按键对应的键码(如ASCII码)送往CPU。因此编码键盘接口简单,使用方便,但由于硬件电路较复杂,因而价格较贵。非编码键盘只简单提供按键开关的行列矩阵,有关按键的识别、键码的确定等功能均由软件完成,因此适合于简单应用而无须经常使用按键的场合。

#### 7.3.1.1 键盘种类及工作原理

简单应用系统中的键盘接口形式一般有独立式和行列式两种,如图3.2-51所示。

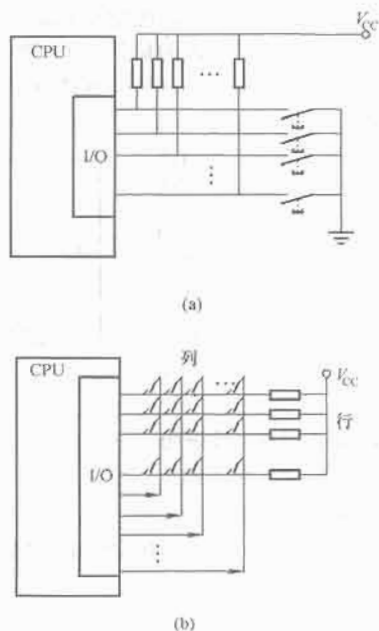


图 3.2-51 简单应用系统中的键盘类型  
(a) 独立式; (b) 行列式

(1) 独立式键盘中, 每个键占用一根 I/O 口线, 每个按键电路相对独立, 如图 3.2-51 (a) 所示。I/O 口通过按键与地相连, I/O 口有上拉电阻, 无键按下时, 引脚端为高电平, 键按下时, 引脚端电平被拉低。若 I/O 口内部已有上拉电阻, 外部可不接上拉电阻。

(2) 行列式键盘采用行列电路结构, 行列交点处通过按键相连, 列线为输出口, 行线为输入口, 如图 3.2-51 (b) 所示。列线口输出全零电平时, 如果没有键按下, 行线引脚上全部为高电平“1”状态。若有任何一个键按下, 行线引脚上为非全“1”状态。在有键按下后, 通过列线逐个送“0”, 然后逐行检查哪根行线为“0”状态, 即可查出是哪个按键。

### 7.3.1.2 键盘的工作方式

键盘的工作方式一般有编程扫描方式(查询方式)和中断扫描方式(中断方式)两种。

(1) 编程扫描方式是利用 CPU 在完成其他工作的空余, 调用键盘扫描程序来响应键输入要求。其主要功能有:

- 1) 查询是否有键按下。
- 2) 查询按键所在的行列位置。
- 3) 对所得的行号和列号译码, 得到键值。

4) 去除键的抖动影响, 方法是在判断有键按下后, 软件延时一段时间(一般为 10ms)后, 再判断键盘状态, 如果仍为有键按下状态, 则认为有一个确定的键被按下, 否则按键抖动处理。图 3.2-51 所示为查询方式键盘接口电路。

(2) 中断扫描方式下 CPU 不必查询键盘情况, 只需开放键盘中断请求。当有键按下时, 会请求中断, 在中断服务程序中再检查是哪个键按下。图 3.2-52 所示为中断方式键盘接口电路。与查询方式相比, 中断方式中增加了中断源生成电路, 并要求 CPU 提供一个外部中断输入端口。在图 3.2-52 中, 中断源生成电路为多输入端与门, 当有键按下, 与门输入端有“0”状态出现, 输出低电平的中断请求信号。

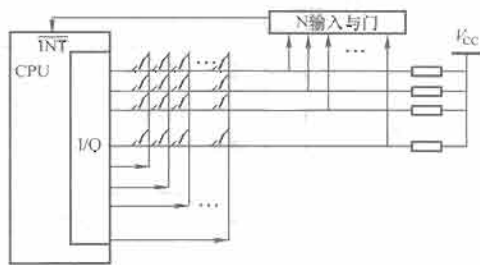


图 3.2-52 中断方式键盘接口电路

### 7.3.2 鼠标接口

鼠标器是微型计算机系统中仅次于键盘的常用的输入设备, 也称点输入设备或定位输入设备。早期的鼠标器在非窗口操作系统中, 用于屏幕编辑、菜单选择、图表绘制等操作; 在计算机辅助设计(CAD)应用软件中, 鼠标用于定位坐标、定义功能、选择命令等。如今鼠标更多的是在 Windows 操作系统中用作传送图形形式的人机交互命令。

鼠标器是高速主动式移动光标位置的输入设备, 比键盘的速度快得多, 而且在位移分辨率上, 是键盘所不能比拟的。鼠标器的性能指标常用分辨率表示, 一般鼠标移动的分辨率为 320~400dpi (dpi 为每英寸点数)。

当鼠标器相对桌面移动时, 采样机构按 X、Y 相互垂直的方向把位置和距离信息送往传感器, 由传感器将它们转换成脉冲信号, 输入给专用的微处理器, 然后由微处理器按照异步串行口(或并行口)通用协议, 将动作位移以相应的数

据格式传送到计算机主机。

### 7.3.3 显示器接口

显示系统是计算机控制系统中一个必需的子系统, 它由显示器和适配器(即显示接口)组成。显示器与主机之间的信息传送是单向的, 总是从主机传送到显示器。而适配器则是将计算机主机输出的信息转换成适当形式的视频信号, 输出至显示器上显示。

#### 7.3.3.1 LED 显示器接口

(1) LED 显示器及显示原理。LED (Light Emitting Diode) 为发光二极管构成的显示器件, 亦称数码管。典型的八段 LED 显示器由 7 个字符段和一个小数点段组成, 每段对应一个发光二极管。当发光二极管点亮时, 相应的字符段点亮。图 3.2-53 (a) 所示为一位 LED 显示器件的正面示意图, a、b、c、d、e、f、g、dp 是相应字符段名称, 它与外部接口相对应。

LED 显示器有两种形式, 即共阴极 LED 与共阳极 LED。共阴极 LED 如图 3.2-53 (b) 所示, 每个发光二极管的阴极为公共端 COM; 共阳极 LED 如图 3.2-53 (c) 所示, 每个发光二极管的阳极为公共端 COM。

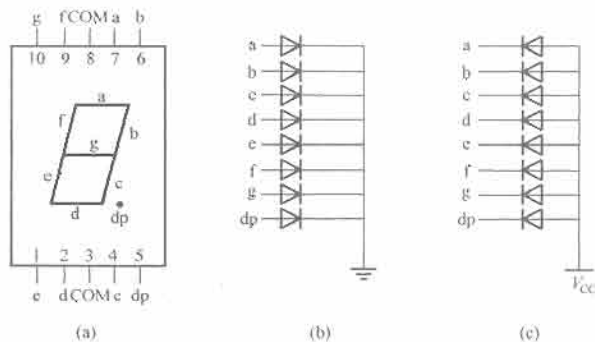


图 3.2-53 八段字符型 LED 显示器

(a) LED 显示器; (b) 共阴极; (c) 共阳极

(2) 显示段码。按照当发光二极管点亮时相应的字符段点亮的原理, 将共阴极 LED 显示器的公共端 COM 接地, 将八字符段的 a、b、c、d、e、f、g、dp 端依次与一个 8 位 I/O 口的最低位到最高位相连。表 3.2-43 给出了在上述连接时的共阴极段码和共阳极段码。

表 3.2-43 LED 显示器的数码表

显示字符	共阴极段码	共阳极段码	显示字符	共阴极段码	共阳极段码
0	3FH	C0H	b	7CH	83H
1	06H	F9H	C	39H	C6H
2	5BH	A4H	d	5EH	A1H
3	4FH	B0H	E	79H	86H
4	66H	99H	F	71H	8EH
5	6DH	92H	P	73H	8CH
6	7DH	82H	U	3EH	C1H
7	07H	F8H	r	31H	CEH
8	7FH	80H	y	6EH	91H
9	6FH	90H	8.	FFH	00H
A	77H	88H	“灭”	00H	FFH

(3) LED 显示器的显示方式。LED 显示器有静态显示方式和动态显示方式。图 3.2-54 所示为动、静态方式下  $n$  位 LED 显示器与 I/O 的连接示意图。

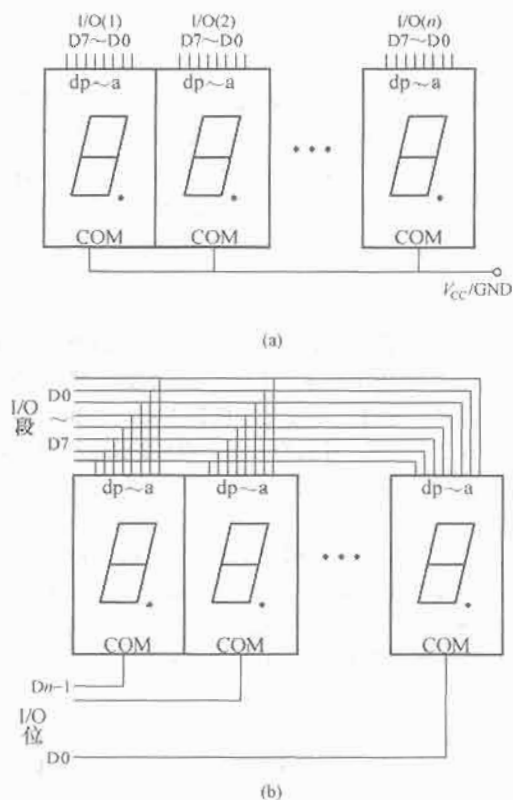


图 3.2-54  $n$  位 LED 显示器静、动态方式的连接示意图  
(a) 静态方式; (b) 动态方式

图 3.2-54 (a) 所示静态显示方式下, LED 显示器的公共极 COM 接地 (共阴极) 或接电源端 (共阳极), 是位控制端。显示器的段极 (a~dp) 和 I/O 口的 D0~D7 相连, 在静态方式下,  $n$  位 LED 显示要占用  $n$  个 8 位 I/O 口线。要显示  $n$  位数码, 在相应的 I/O 口上送出相应的段码数据即可。

图 3.2-54 (b) 所示动态显示方式下, LED 显示器的所有段极 (a~dp) 共用一个 8 位 I/O 口线, 而每个 LED 显示位要占用一根 I/O 口线, 因此,  $n$  位动态显示的 LED 显示器要占用一个 8 位 I/O 端口以及  $n$  根 I/O 口线。显示  $n$  位数码时, 连接段极的 8 位 I/O 端口依次送出  $n$  位数码的段码数据。同时, 依次控制相应公共端 COM (位极), 当公共端电平为 “0” (共阴极) 或 “1” (共阳极) 时, 该位的数码点亮。段极不断轮流送入段码, 位极轮流控制该位点亮, 满足人眼视觉暂留效应的要求, 在  $n$  位 LED 显示器上形成稳定的  $n$  位数码显示效果。

#### (4) LED 显示器应用。

1) 在介绍 LED 显示电路与原理时, 没有考虑 I/O 口的驱动能力, 在实际使用时, 如果 I/O 端口的驱动电流不够, 要外加驱动器。

2) 静态 LED 显示中, 每一位都对应一个具有锁存功能的 8 位 I/O 端口。CPU 只要实现对 I/O 口锁存器进行段码数据的写操作, 就可以显示。LED 显示时不占用 CPU 时间, 但静态显示占用的 I/O 口线多。

3) 动态 LED 显示时, CPU 要给段极 I/O 端口轮流送数据, 并要相应地控制位极。LED 显示过程中, CPU 要不断地对其操作, 占用 CPU 时间, 但动态显示占用的 I/O 口线少。

4) 为了解决静态显示占用 I/O 口线过多、动态显示占用 CPU 时间的矛盾, 在实际应用系统中常在外部扩展专用的 LED 显示器接口芯片。这种 LED 显示器接口芯片往往为动

态显示方式, 其本身承担动态操作控制任务, 有些具有足够的驱动能力, 不必外加驱动器。

#### 7.3.3.2 VGA 显示器接口

最初的显示接口被称为标准视频系统, 它主要是以控制文本为目的而设计, 虽然也能产生位映像图形, 但由于硬件速度的原因, 分辨率达不到要求, 显示效果差。由于微机操作系统 Windows 的 GUI 的出现, 对微机系统的显示系统的要求越来越高, 以往的显示系统完全不能适应操作系统的需要。随着计算机技术特别是图形显示技术的飞速发展, 显示接口已从早期的文本显示接口方式发展到现在的高速图形显示方式, 显示接口经历了从 MDA、CGA、EGA、VGA 到 SVGA、XGA 等显示方式。现在使用的显示接口电路无论是从显示性能还是从显示速度方面, 都得到了极大的提高。

(1) 显示系统的组成。一个完整的微型计算机显示系统由显示控制适配器和显示器组成, 如图 3.2-55 所示。

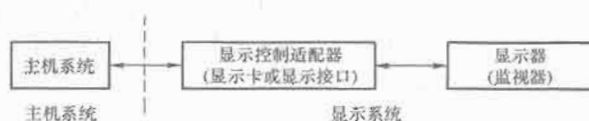


图 3.2-55 微机显示系统组成示意图

显示控制适配器一般做成一块单独的电路板卡, 插在微机系统主板的扩展槽里, 即俗称的显卡, 也有的直接集成在系统主板上。

(2) 显示系统的工作原理。以 VGA 显示方式为例, 如图 3.2-56 所示。显示接口卡从主机接收显示信息, 经过处理和变换输出红 (R)、绿 (G)、蓝 (B) 三色模拟信号及行同步信号 (H. SYNC) 和场同步信号 (V. SYNC), CRT 接收并对它们进行不同的处理后送到阴极射线管, 这样才可以在屏幕上显示出字符和图像。

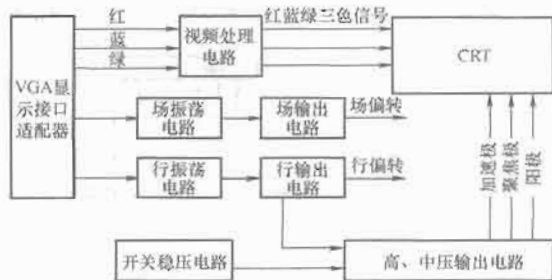


图 3.2-56 VGA 方式 CRT 显示系统的工作原理框图

1) VGA 显卡: 显卡是显示器与计算机之间的接口电路。显卡的作用就是将主机输出的显示信息转换成幅度比较强的模拟信号, 这些模拟信号分别是红 (R) 信号、绿 (G) 信号和蓝 (B) 信号。而两个同步信号 (行同步信号、场同步信号) 则为数字信号, 其峰值为 5V, 这样的数字信号可以很好地完成显示器的同步工作, 所以无须将其转换成模拟信号。

2) 视频处理电路: 显卡送来的视频信号的电压较低, 仅为 1V 左右, 所以需要经过电路放大, 然后送到 CRT 显像管阴极, 以调节显像管阴极电压, 使显卡字符发生器产生的字符信号在屏幕上显示出来。

3) 场振荡电路: 它是一个自由振荡电路, 用于产生一个频率为 50~120Hz (可调) 的锯齿波信号, 其振荡频率受场同步脉冲电压的控制, 保持在 60Hz 以上。

4) 场输出电路: 将场振荡电路产生的锯齿波电压进行电压放大和功率放大, 在场偏转线圈中产生锯齿波电流, 使



CRT 中的电子束做垂直方向运动,即场扫描。

5) 行振荡电路:产生行频脉冲电压,送到行输出电路。其振荡频率受行同步信号的控制,一般在 30~50kHz 之间。

6) 行输出电路:将行频脉冲进行电压放大和功率放大,在行偏转线圈中产生锯齿波电流,控制 CRT 中的电子束做水平方向运动,即行扫描,同时推动中高压电路工作。

7) 中、高压发生电路:利用行扫描的逆程脉冲回扫变压器产生幅值很高的高频电压,进行整流后便得到直流高压和中压电压。高压可达几万伏以上,将它接到显示器的高压端作为 CRT 的第二阳极电压;中压的高低可以调整,用于 CRT 的聚集和加速电压。

8) 开关稳压电路:将交流电变换为显示器各电路所需的直流电压,为显示器的各个电路单元提供电能。

(3) 显示控制适配器。

1) 单色显示适配器 MDA (Monochrome Display Adapter):它是单色字符显示器的显示控制适配器,整个屏幕可以显示 80 列×25 行字符,每个字符为 9×14 点阵,分辨率为 720×350,不能兼容图形模式,它是第一代 PC 机的显示标准。

2) 彩色图形适配器 CGA (Color Graphic Adapter):它是最早出现的一种彩色图形适配器,可兼容图形与字符两种显示方式,字符采用 8×8 点阵。在图形方式下分辨率为 600×200,2 种颜色,或 320×200,4 颜色。CGA 最多可显示的颜色为 16 种。早期的 PC/XT 机配置该标准的显示方式。

3) 增强型图形适配器 EGA (Enhanced Graphic Adapter):它能兼容 CGA 的所有功能。字符显示采用 8×14 点阵,图形方式下的分辨率为 640×350,16 种颜色。EGA 最多可显示的颜色为 64 种。

4) 视频图形阵列 VGA (Video Graphic Array):它是为 IBM PS/2 的显示系统而提出来的,并且安装在主机板上,后来才做成了单独的 VGA 显示卡。VGA 能兼容 CGA 和 EGA,字符显示采用 9×16 点阵,图形方式下分辨率为 640×480,16 种颜色,或 320×200,256 种颜色,这种标准也称为“标准 VGA”。与前三种视频标准不同的是,VGA 显示卡输出的视频信号为模拟信号,同步信号仍为数字信号。

5) 超级 VGA:它与 VGA 完全兼容,还具有很多非标准的显示方式,可获得更高的分辨率,如图形方式下分辨率可达 1024×768,甚至更高,256 种颜色甚至 64M 真彩色。它对应产品有 SVGA、TVGA 等,这些新的显示标准都向下兼容 CGA 和 EGA。

显示控制适配器是接收 CPU 命令,访问刷新缓存(显存)并产生屏幕所需视频信号的显示接口部件。VGA 适配器与以往各种视频适配器相比,具有各种中高分辨率和更大的刷新缓存(显存)。另外,它增加了字符集和彩色控制能力,将数据形式输出接口变为模拟视频信号接口。随着计算机图形图像处理技术的发展,现代的显示接口电路如 PCI、AGP 等显示适配器具有更快的图形图像处理能力和更高的显示缓存,并具有三维图形图像处理能力。

VGA 适配器由图形处理控制芯片 CRTC、显示缓存 DRAM、BIOS 芯片、DAC(数/模转换器)及输出接口插座组成。

1) CRTC:视频控制芯片(CRTC)是专用的微控制器或 CPU,是整个视频显示接口电路中的核心部件。它决定整个显示适配器的功能和性能。VGA 显示适配器中采用的

视频控制芯片内含微处理器、定时/计数器、中断寄存器、程序存储器 ROM 及多个可编程端口寄存器。VGA 基本上靠这些端口寄存器来访问刷新缓存。

2) DAC: DAC 视频部件含有 256 个宽 18 位的寄存器,既用于供用户执行调色板选择功能调用,还具有转换显示数据的作用。在文本方式下,VGA 视频控制器自动将刷新缓存中的数据转换成点阵流,输出视频信号及属性信息;在图形模式下,刷新缓存中的像素信息表示每个像素的颜色,这些信息在颜色代码确定后,会自动转换为模拟视频信号输出。

3) VGA BIOS: VGA BIOS 是在系统启动时装入的。系统启动后自动设置成默认的视频方式和字符矩阵模式。VGA BIOS 是用户访问的底层设备,VGA BIOS 除了包含新视频方式的 BIOS 调用程序外,还有字符阵列码信息。在视频系统中,它是主机 CPU 与显示系统设备的重要接口。

4) 总线接口:显示适配器要接在微机系统的主板上与主机进行数据传输。与主板连接的接口主要有 ISA、EISA、VESA、PCI、AGP 等几种。

#### 7.3.4 触摸屏

为了操作上的方便,人们用触摸屏来代替鼠标或键盘。工作时,必须首先用手指或其他物体触摸安装在显示器前端的触摸屏,然后系统根据手指触摸的图标或菜单位置来定位选择信息输入。触摸屏由触摸检测部件和触摸屏控制器组成。触摸检测部件安装在显示器屏幕前面,用于检测用户触摸位置,接收后送触摸屏控制器。而触摸屏控制器的主要作用是从触摸点检测装置上接收触摸信息,并将它转换成触点坐标,再送给 CPU。它同时能接收 CPU 发来的命令并加以执行。

(1) 触摸屏的主要类型及工作原理。按照触摸屏的工作原理和传输信息的介质,可以把触摸屏分为 4 种,它们分别为电阻式、电容感应式、红外线式以及表面声波式。

1) 电阻式触摸屏的屏体部分是一块与显示器表面非常配合的多层复合薄膜,由一层玻璃或有机玻璃作为基层,表面涂有一层透明的导电层,上面再盖有一层外表面经过硬化处理、光滑防刮的塑料层,它的内表面也涂有一层透明导电层,在两层导电层之间有许多细小(小于千分之一英寸)的透明隔离点把它们隔开绝缘。

当手指触摸屏幕时,平常相互绝缘的两层导电层就在触摸点位置有了一个接触,因其中一层导电层接通 Y 轴方向的 5V 均匀电压场,使得侦测层的电压由零变为非零,控制器侦测到这个接通后进行 A/D 转换,并将得到的电压值与 5V 相比,即可得到触摸点的 Y 轴坐标,同理得出 X 轴的坐标。这就是所有电阻技术触摸屏共同的基本原理。

2) 电容式触摸屏利用人体的电流感应进行工作。用户触摸屏幕时,由于人体电场,用户和触摸屏表面形成一个耦合电容,对于高频电流来说,电容是直接导体,于是手指从接触点吸走一个很小的电流。这个电流分量从触摸屏的 4 角上的电极中流出,并且流经这 4 个电极的电流与手指到 4 角的距离成正比,控制器通过对这 4 个电流比例的精确计算,得出触摸点的位置。电容触摸屏的特点:①对大多数的环境污染物有抗力。②人体成为线路的一部分,因而漂移现象比较严重。③戴手套不起作用。④需经常校准。⑤不适用于金属机柜。⑥当外界有电感和磁感的时候,会使触摸屏失灵。

3) 红外线触摸屏是在显示器上加光点距架框,无须在屏幕表面加上涂层和控制器,光点距架框的 4 边排列了红外线发射管及接收管,在屏幕表面形成一个红外线网。用户以

手指触摸屏幕某一点,便会挡住经过该位置的横竖两条红外线,计算机便可即时算出触摸点位置。红外触摸屏不受电流、电压和静电干扰,适宜某些恶劣的环境条件。其主要优点是价格低廉,安装方便,不需要其他任何控制器,可以用在各档次的计算机上。由于只是在普通屏幕上增加了光点距框架,在使用过程中架框四周的红外线发射管及接收管很容易损坏,且分辨率较低。

4) 表面声波触摸屏。表面声波技术是利用声波在物体的表面进行传输,当有物体触摸到表面时,阻碍声波的传输,换能器检测到这个变化并反映给计算机,进而进行鼠标的模拟。其特点:①清晰度较高,透光率好。②高度耐久,抗刮伤性良好。③一次校正不漂移。④反应灵敏。⑤适合于办公室、机关单位及环境比较清洁的场所。

表面声波屏需要经常维护,因为灰尘、油污甚至饮料的液体沾污在屏的表面,都会阻塞触摸屏表面的导波槽,使波不能正常传导或使波形改变而控制器无法正常识别,从而影响触摸屏的正常使用。用户需严格注意环境卫生,必须经常擦抹屏的表面以保持屏面的光洁,并定期做一次全面彻底擦除。

(2) 触摸屏的组成。触摸屏系统一般由触摸传感器、触摸屏控制器、驱动程序三部分组成。触摸传感器安装在监视器前端,用来检测用户的触摸位置,并将信息传递给触摸屏控制卡。触摸屏控制卡的作用是将接收到的触摸信息转换为数字信息送给主机。驱动程序用于控制触摸屏屏幕做出相应的动作。

1) 触摸屏系统结构。图 3.2-57 所示为一个实际的触摸屏输入系统,在该系统中触摸屏采用四线电阻式触摸屏,触摸屏控制器采用 BB 公司的 ADS7846,微控制器为 Motorola MCORE 系列 MMC2107。

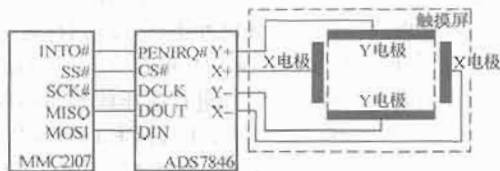


图 3.2-57 触摸屏输入系统组成

2) ADS7846 触摸屏控制器。ADS7846 是四线电阻式触摸屏控制器,其主要功能是分别向 X、Y 电极对施加电压,并把测量电极上的电压信号转换为相应触摸点的 X、Y 坐标。

ADS7846 内部有一个由多个模拟开关组成的供电—测量电路网络和 12 位 A/D 转换器,如图 3.2-58 所示。ADS7846 根据微控制器发来的不同测量命令导通不同的模拟开关,以便向 X、Y 电极对提供电压,并把相应测量电极上的触点坐标位置所对应的电压模拟量送入 A/D 转换器。

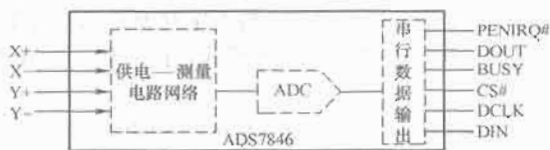


图 3.2-58 ADS7846 的功能框图

ADS7846 与 MMC2107 之间通过标准的 SPI 口相连,由 MMC2107 启动三次 SPI 传送来完成转换。第一次 SPI 传送由 MMC2107 向 ADS7846 发控制字,包括起始位、通道选择、8/12 位模式、差分/单端选择和掉电模式选择,接下来的两次 SPI 传送则是 MMC2107 从 ADS7846 取 A/D 转换结果数据(最后 4 位自动补零),即对应触点 X、Y 的坐标,并送主机,由相应的驱动程序实现相关的控制操作。

## 第3章 总线与通信接口

### 1 总线及其分类

#### 1.1 总线的概念

总线是一组互连信号线的集合,是一种在各模块间传递信息的公共通路。微型计算机系统大都采用总线结构,利用总线这一组公共信号线作为计算机各部件之间的通信线,实现芯片内部、印刷电路板各元件之间、机箱内各插件板之间、主机与外部设备之间或系统与系统之间的连接与通信。借助于总线连接,计算机在各系统功能部件之间实现地址、数据和控制信息的交换,并在竞争资源的基础上进行工作。

总线是各部件联系的纽带,是计算机通信接口的重要技术。系统设计可面向总线进行,设计者只需根据总线的规则去设计,将各部件按照总线接口的标准与总线连接,而无需单独设计连线,因而简化了系统软硬件设计,使系统易于扩充和升级。

总线标准是人们在把各种不同的模块组成系统时所要遵守的总线规范。它为各模块互连提供透明的标准界面,界面的任一方只需根据总线标准要求实现和完成接口的功能,而不必考虑另一方的接口方式。

##### 1.1.1 总线规范

每种总线都有详细的规范,以便大家共同遵守。总线规范一般包括如下基本内容。

(1) 机械结构规范:规定模块尺寸、总线插头、连接器等的规格。

(2) 功能结构规范:规定总线接口引脚的定义、传输速率的设定、时序及信息格式的约定等。

(3) 电气规范:规定信号逻辑电平、负载能力及最大额定值、动态转换时间等。

总线作为所有模块共同使用的公共通路,为了避免总线冲突,在任何时刻总线上只能进行一组信息交换,当有多个模块都要使用总线进行数据传输时,只能采用分时复用方式,将总线时间分成若干小段,每段完成模块之间一次完整而可靠的信息交换,叫做一个传输周期。

##### 1.1.2 总线周期

总线完成一次数据传输周期,一般分为如下四个阶段:

(1) 申请阶段:需要使用总线的主控模块(CPU或DMAC)提出申请,由总线仲裁部分确定将下一个传输周期的总线使用权授给哪一个主控模块。若总线上只有一个主控模块,则不需要这一阶段。

(2) 寻址阶段:取得总线使用权的主控模块通过总线发出本次打算访问的从属模块的地址及有关命令,以启动参与本次传输的从属模块。

(3) 传输阶段:主控模块和从属模块之间进行数据传输,数据由源模块发出经数据总线送至目的模块。

(4) 结束阶段:主从模块的有关信息均从系统总线上撤除,让出总线。

#### 1.2 总线的分类

现代总线按用途和应用场合的不同,可分为以下几种类型。

##### 1.2.1 总线按照传送方式分类

(1) 并行总线:一般用于系统内部或微型计算机与其较近的外设之间。并行传输是数据按字节以上多位传输,传输速度快,但结构复杂。

(2) 串行总线:一般用于较远距离的信息传输。串行传输是数据逐位地传输,只需要一根信号线,结构简单,但传输速度慢。

##### 1.2.2 总线按所在系统中的位置分类

微型计算机各级总线示意图如图3-3-1所示。

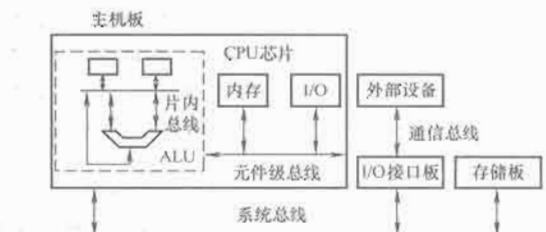


图 3.3-1 微型计算机各级总线示意图

(1) 片内总线:在集成电路芯片内部,是用来连接各功能单元的信息通路,例如CPU芯片中的内部总线,它是ALU单元和控制器之间的信息通路。

(2) 元件级总线:又称局部总线,是指在印刷电路板上连接各芯片的公共通路。例如,CPU插件板上CPU芯片与接口芯片的连接。该种总线与芯片引脚关系密切,难以形成总线标准。

(3) 系统总线:又称为内总线,是指模块式微型计算机机箱内的底板总线,用来连接构成微型机的各插件板。它可以是多处理机系统中各CPU板之间的通信通道,也可以是用来扩展某块CPU板的局部资源,或为总线上所有CPU板扩展共享资源之间的通信通道。CPU和计算机系统中其他高速功能部件相互连接的总线是微机系统最重要的总线。常用的系统总线有PCI、ISA等。

(4) 通信总线:又称为外总线,用于微机系统与系统之间、微机系统与外部设备如打印机、磁盘设备或微机系统和仪器仪表之间的通信通道。这种总线数据传输方式可以是并行或串行。无论哪种总线,通常都需要接口电路配合传输。

##### 1.2.3 总线按连接方式分类

总线的连接方式对计算机系统性能起着十分重要的作用。

(1) 单总线:使用一条单一的系统总线来连接CPU、内存和I/O设备,各模块分时使用总线进行信息交换,要求各模块高速运行。其优点是结构简单,易于扩充。其缺点是所有模块共用一条总线,仲裁机构与工作模式复杂,容易形成阻塞。

(2) 双总线:在CPU和主存之间专门设置了一组高速

的 DMA 存储总线, 作为主存访问专用。其优点是既保持了单总线的优点, 又使 CPU 能够通过专用总线与存储器高速交换信息, 提高了主存访问的速度。其缺点是增加了一定的硬件代价。

(3) 三总线: 在双总线的基础上增加了 I/O 总线, 由专用的 I/O 通道控制器完成 I/O 设备的访问。其优点是减轻了 CPU 的负担, 合理发挥各总线作用。其缺点是增加了硬件代价。

(4) 多总线: 按模块或设备的性能设计总线, 将工作特性相近的模块与设备连至同一类性能的总线, 充分发挥总线效能, 总体上提高了系统性能, 是目前微机系统总线的主要结构。

#### 1.2.4 总线按传输的信号分类

(1) 数据传送总线由地址总线、数据总线、控制总线组成。

地址总线用来传送地址信息, 其数量决定了系统可直接寻址的范围。地址总线均为单向、三态总线。数据总线用来传送数据和代码, 数据总线的数量决定了系统能直接表示的数据 (如整数) 范围, 一般为双向、三态总线。

控制总线是用来传送控制信号的总线, 用来实现命令、状态传送、中断、直接存储器访问控制以及提供系统使用的时钟和复位信号等。根据不同的状态, 控制总线有的为单向, 有的为双向, 有的为三态, 有的为单态。控制总线决定了总线功能的强弱和适应性的好坏, 优点是控制功能强、时序简单且使用方便。

地址总线、数据总线、控制总线常统称为三总线。

(2) 仲裁总线, 包括总线请求线和总线授权线, 各模块通过总线请求线向 CPU 申请使用总线, CPU 通过仲裁逻辑电路决定是否批准使用总线, 如批准则通过总线授权线通知授权部件使用总线, 以此解决多个模块竞争总线的问题。

(3) 中断和同步总线, 包括中断请求线和中断认可线, 设备通过中断请求线向 CPU 发中断请求信号, CPU 通过中断认可线通知设备响应中断。同步总线向设备发出同步信号, 协调各部件间的工作。

(4) 公用信号线, 包括时钟信号、电源等, 时钟信号提供系统统一的时钟, 各逻辑模块使用统一的时钟信号协调一致地工作。

(5) 备用线, 是留做功能扩充和用户的特殊要求使用的总线, 一般都做成多个插槽形式, 各插槽相同的引脚都连接在一起, 总线就连接到这些引脚上。如 ISA 总线、PCI 总线、USB 总线等, 通常都符合相应的总线规范标准。

#### 1.2.5 总线按照连线的类型分类

(1) 电缆式总线: 通常采用扁平电缆连接电路板。

(2) 主板式总线: 通常在主机板上采用插槽方式供电路板插入。

(3) 背板式总线: 在机箱中设置一个插槽板, 其他功能模块或设备电路板都以插板的方式插入背板。

## 2 并行总线

### 2.1 并行总线的基本特性

总线的基本特性可以分为如下几类:

(1) 物理特性: 总线的物理特性包括总线的物理连接方式、连线的类型、连线的数量、接插件的形状和尺寸、引脚线的排列方式等。

(2) 功能特性: 总线的功能特性包括总线的功能层次、

资源类型、信息传递类型、信息传递方式和控制方式等。

(3) 电气特性: 总线的电气特性定义为每一条信号线的信号传递方向、信号的时序特征和电平特征。从允许的数据传输方向来看, 总线可以有单向传输 (单工) 总线和双向传输 (双工) 总线两种。双向传输的总线又可分为半双工的和全双工的。

控制系统常用的并行总线有连接 I/O 板卡的接口总线如 ISA (PC 总线)、PCI 总线、VME 总线, 以及连接外部设备的测控总线 GPIB, 另外还有高速总线 ASP、PCI-E 等。

#### 2.1.1 ISA 总线

(1) 支持 1K I/O 地址空间 (0000H~03FFH)、24 位存储器地址、8 位或 16 位数据存取、15 级硬件中断、7 级 DMA 通道、可产生 I/O 等待状态。

(2) 它是一种多主控 (Multi Master) 总线, 除主 CPU 外, DMA 控制器、DRAM 刷新控制器和带处理器的智能接口控制卡都可以成为 ISA 总线的主控设备 (但只支持一个智能接口控制卡)。这一特性是通过总线中的 MASTER# 信号来实现的。

(3) 可支持 8 种类型的总线周期: 8 位或 16 位的存储器读周期, 8 位或 16 位的存储器写周期, 8 位或 16 位的 I/O 读周期, 8 位或 16 位的 I/O 写周期, 中断请求和中断响应周期, DMA 周期, 存储器刷新周期, 总线仲裁周期。

(4) ISA 总线的电气特性: ISA 插件卡的电源来自扩充槽, 因此, 扩充槽需满足一定的电压和电流要求, 具体如表 3.3-1 所示。

表 3.3-1 ISA 总线扩充槽的电压和电流要求

电源、电压	电压 (V)		电流最大值 (A)		最小测量电压 (V)	峰-峰噪声最大值 (mV)	保护槽电流 (A)
	最小值	最大值	8 位最大值	16 位最大值			
+12V±5%	11.4	12.6	1.5	1.5	10.8	120	2.0
-12V±10%	-10.4	-12	0.3	0.3	-10.2	120	2.0
+5V±5%	4.875	5.25	0	4.5	4.5	50	2.0
-5V±10%	-4.5	-5.5	0.2	0.2	-4.3	50	2.0

#### 2.1.2 PCI 总线

早期 PC 上的 PCI 总线以 33MHz 的时钟频率操作, 采用 32 位数据总线宽度, 数据传输速率可高达 132Mb/s。PCI 总线采用地址/数据总线复用方式, 一般的 PCI 接口应用只需 49 根接口线, 比 ISA 总线的接口总线数要少。PCI 总线支持各种中高速的外设接口, 如网卡、PCI 硬盘卡、SCSI 卡、图形显示卡等, 总线的适应能力很强, 支持字节、字、双字传输。PCI 总线是一种可自动配置的总线, 具有完整的即插即用 (Plug and Play, PnP) 功能。PCI 总线是独立于 CPU 的系统总线, 因此, 在进行 PCI 总线接口的开发与应用时, 可以不必关心 CPU 的具体结构和时序, 只需按 PCI 总线标准设计即可, 这一点对 PC 机或 RISC 小型机的 PCI 总线接口设计均是相同的。

(1) 线性突发传输: PCI 总线的数据传输是一种线性突发 (Burst) 的数据传输模式, 亦即数据帧的传输模式, 可确保总线不断满载数据, 使 PCI 总线达到其峰值传输速度。在 PCI 总线上虽没有 DMA 方式, 但线性突发的数据传输模式可达到与 ISA 总线上的 DMA 方式相同的效果。

(2) 同步总线操作: PCI 总线是一种同步总线, 总线上除中断等少数几个信号外全部与总线时钟的上升沿同步。



PCI 总线时钟工作范围可以很宽,由主板决定,一般为 33MHz。

(3) 多总线主控方式:在 PCI 总线上可以存在多个具有总线管理控制能力的主控设备。PCI 的总线主控方式可以实现比 ISA 总线上采用的 DMA 操作方式强得多的总线管理功能。

(4) 不受处理器限制:PCI 总线通过 CPU 局部总线到 PCI 总线之间的桥接器形成了一种独特的中间缓冲器设计方式,它将中央处理器子系统与外围设备分开,使 PCI 总线具有独立于处理器的结构特点。这种缓冲器的设计方式使得用户可以随意增添外围设备,以扩展微机系统,而不必担心在不同时钟频率下会导致系统性能的降低。

独立于处理器的总线结构形式还可保证处理器的变化不会使任何个别系统的设计变得过时,从而最大限度地保护了用户的投资。

(5) 适合于各种机型:PCI 总线除用于 Intel CPU 系列及其兼容 PC 外,还广泛用于 PowerPC 系列和其他 RISC 处理器系列等多种计算机中。

(6) 兼容性强:PCI 总线通过各种总线桥接器实现与目前已得到广泛应用的各种总线标准的完全兼容。

(7) 预留了发展空间:PCI 总线标准在制订时预留了充足的发展空间。如它支持 64 位地址/数据多路复用,使总线可方便地从 32 位扩展到 64 位,最高总线时钟可达 66MHz,使总线传输速率可达 512Mb/s。PCI 总线除支持 5V 接口标准外还支持 3V 接口标准,使 PCI 总线可用于台式机、笔记本电脑等多种计算机系统中。

(8) 自动配置功能:PCI 总线标准为 PCI 接口提供了一套完整的自动配置功能,使 PCI 接口所需要的各种硬件资源如中断、内存、I/O 地址等通过即插即用的 BIOS 在系统启动时进行自动配置,从而使 PCI 接口达到真正的即插即用 (PnP)。

(9) 编码总线命令:和通常的 ISA 总线不一样,PCI 总线没有读/写等控制线,总线的操作状态即总线命令由 4 根(对 32 位总线而言)信号线编码表示,最多可表示 16 种操作,在总线规模最小的前提下提供最强的总线功能。

(10) 地址/数据总线复用:PCI 总线上的地址总线和数据总线是分时复用的。在每个总线操作的第一个周期传输地址,之后接着传送数据。PCI 总线通过这种方式达到在总线规模最小的前提下性能价格比最高的目的。

(11) 总线错误监视:PCI 总线专门有两根信号线监视总线上数据和系统工作的有效性,当总线上传输的地址或数据出现错误时能及时指出并纠正。

(12) 高性能价格比:PCI 总线的接口芯片将大量系统功能高度集成,节省了逻辑电路,占用较小的电路板空间,使成本降低。PCI 总线采用地址/数据总线复用方式,使 PCI 总线上的接口引脚数减至 50 以下。

(13) 标准放眼未来:PCI 局部总线既迎合当今的技术要求,又能满足未来的发展需要,是计算机界公认的最具发展前景的局部总线标准。PCI 总线的高性能、高效率及与现有总线标准的兼容性和充裕的发展潜力,是其他总线所不及的。

### 2.1.3 VME 总线

VME 是异步总线结构。在总线上没有事先固定的传输速率,当设备是高速时,总线调整到高速;当设备是低速时,总线调整到相应的低速。地址线 and 数据线都采用非复用方式并行传输。VME 总线是一种高档微型计算机和微型工

作站的系统总线,能支持多机和多主控设备,现在许多小型机和小巨型机也采取该总线。其特性概括如下:

(1) 寻址空间大,数据传输速率高,满足高性能微型计算机的要求。

(2) 在多处理器系统中,其中断机构可保证各处理器之间的相互通信,提高了多处理器系统的性能。

(3) VME 易于组成开放式系统。

VME 的数据传输机制是异步的,有多个总线周期,地址宽度有 16、24、32、40 位或 64 位,数据线路的宽度有 8、16、24、32、64 位,系统可以动态地选择。其数据传输方式为异步方式,因此只受制于信号交换协议,而不依赖于系统时钟,其数据传输速率为 0~500Mb/s。此外,还有 Unaligned Data 传输能力、误差纠正能力和自我诊断能力,用户可以定义 I/O 端口,其配有 21 个插卡插槽和多个背板,在军事应用中可以使用传导冷却模块。

VME 采用单总线连接时,有 96 条信号线,支持 16 位数据线和 24 位地址线;采用双总线连接时,有 128 条信号线,支持 32 位数据线和 32 位地址线,可支持多 CPU 模块并行工作。表 3.3-2 给出了 VME 电源线的定义。

表 3.3-2 VME 电源线定义

引脚	定义	一般用法
1, 2	逻辑电源	逻辑电源 (DC+5V)
3, 4	逻辑地	逻辑电源回流线
5	逻辑基准电压	小电流逻辑电源 #1 (DC-5V)
* 5	电池后备电压	交替使用,作为电池后备电压
6	逻辑基准电压	小电流逻辑电源 #2 (DC-5V)
* 6	直流电源掉电信号	交替使用作为直流电源掉电信号
53, 54	辅助地	辅助电源回流线
55	辅助正电源	正直流电源 (DC+12V)
56	辅助负电源	负直流电源 (DC-12V)

### 2.1.4 AGP 总线

AGP 是通用系统总线,是一种微处理器和系统外设高性能互连的总线,主要特征如下:

(1) 多控制器。

(2) 突发数据传输方式。

(3) 流水线传送。

(4) 32~128 位总线宽度。

(5) 包含一种访问保护机制,用来区别特权/无特权访问模式或指令/数据提取等。

(6) 双向数据总线。

(7) 提供为使用较慢设备而扼制数据流的机制。

(8) 仲裁支持 REQ、GNT 和 LOCK。

### 2.1.5 GPIB 总线

通用接口总线 (General Purpose Interface Bus, GPIB) 即 IEEE 488 标准总线,适合自动化现有的测试设备、混合测控系统和特殊要求的专用仪器的系统。GPIB 的缺点是无法提供多台仪器同步和触发功能,在传输大量数据时带宽不足。该总线特性如下:

(1) 可使一个接口连接多达 14 个设备 (包括计算机为 15 个设备),并和它们进行通信 (交换数据)。图 3.3-2 所示

为 GPIB 和一般接口系统的结构对比。一般接口系统是点对点传送, 而 GPIB 接口系统则是 1 对 N 传送。

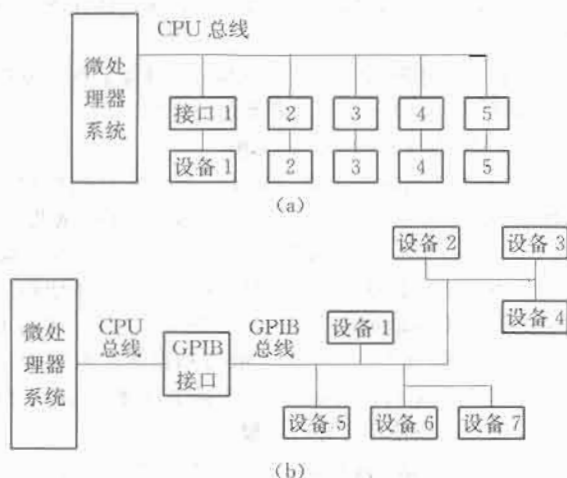


图 3.3-2 GPIB 和一般接口系统的结构对比  
(a) 一般接口系统; (b) GPIB 接口系统

(2) GPIB 接口系统引入了一些高级接口的概念, 如设备寻址、服务请求等。此外, GPIB 标准制订得相当完善, 包括功能上、电气上和机械上的规定, 以保证充分的兼容性。GPIB 总线可采用高级语言编程。

GPIB 采用 24 芯簧片插头座。其引脚信号规定见表 3.3-3。GPIB 的 24 芯簧片式插头座是一种组合插头座, 它既有插头又有插座。当它的插头插入设备时, 它自己所带的插座又可供其他电缆插头插入, 在插头座上还有锁紧螺栓, 用这种方式可将多台设备方便可靠地连接成系统。

表 3.3-3 GPIB 插头座引脚信号表

引脚	信号线	引脚	信号线
1	DIO1	13	DIO5
2	DIO2	14	DIO6
3	DIO3	15	DIO7
4	DIO4	16	DIO8
5	EQI	17	REN
6	DAV	18	GND (6)
7	NRFD	19	GND (7)
8	NDAC	20	GND (8)
9	IFC	21	GND (9)
10	SRQ	22	GND (10)
11	ATN	23	GND (11)
12	屏蔽	24	逻辑地线

## 2.2 总线与总线信号

### 2.2.1 ISA 总线

ISA 总线共包含 98 根信号线, 它们是在原 XT 总线 62 线的基础上再扩充 36 线而形成的。其扩充卡的插头插槽也由两部分组成: 一部分是原 XT 总线的 62 线插头插槽 (分 A、B 两面, 每面 31 线), 另一部分是新增加的 36 线插头插槽 (分 C、D 两面, 每面 18 线)。新增的 36 线与原有的 62 线之间由一凹槽隔开, 这样原有的 XT 62 线部分可独立使用, 从而保证了 ISA 总线系统向上与 XT 总线系统的兼

容性。

#### 2.2.1.1 ISA 总线编号和信号定义

ISA 总线信号编号如图 3.3-3 所示, 其定义如表 3.3-4 所示。

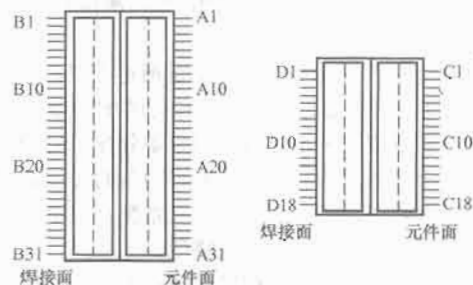


图 3.3-3 ISA 总线信号编号

表 3.3-4 ISA 总线信号定义

引脚	信号	I/O	引脚	信号	I/O
A1	I/OCHCK#	I	B1	GND	
A2	SD7	I/O	B2	RESETDRV	
A3	SD6	I/O	B3	DC5V	O
A4	SD5	I/O	B4	IRQ9	I
A5	SD4	I/O	B5	DC-5V	I
A6	SD3	I/O	B6	DRQ2	I
A7	SD2	I/O	B7	DC-12V	I
A8	SD1	I/O	B8	QWS	I
A9	SD0	I/O	B9	DC+12V	I
A10	I/OCHRDY#	I	B10	GND	
A11	AEN	O	B11	SMEMW#	O
A12	SA19	I/O	B12	SMEMR#	O
A13	SA18	I/O	B13	I/OW#	O
A14	SA17	I/O	B14	I/OR#	O
A15	SA16	I/O	B15	DACK3#	I/O
A16	SA15	I/O	B16	DRQ3	O
A17	SA14	I/O	B17	DACK1#	I
A18	SA13	I/O	B18	DRQ1	O
A19	SA12	I/O	B19	REFRESH#	I
A20	SA11	I/O	B20	CLK	I/O
A21	SA10	I/O	B21	IRQ7	O
A22	SA9	I/O	B22	IRQ6	I
A23	SA8	I/O	B23	IRQ5	I
A24	SA7	I/O	B24	IRQ4	I
A25	SA6	I/O	B25	IRQ3	I
A26	SA5	I/O	B26	DACK2#	I
A27	SA4	I/O	B27	T/C	O
A28	SA3	I/O	B28	BALE	O
A29	SA2	I/O	B29	DC+5V	O
A30	SA1	I/O	B30	OSC	O
A31	SA0	I/O	B31	GND	O
C1	SBHE	I	D1	MEMCS16#	I
C2	LA23	I/O	D2	I/CX16#	I
C3	LA22	I/O	D3	IRQ10	I
C4	LA21	I/O	D4	IRQ11	I
C5	LA20	I/O	D5	IRQ12	I
C6	LA19	I/O	D6	IRQ15	I
C7	LA18	I/O	D7	IRQ14	I
C8	LA17	I/O	D8	DACK0#	O
C9	MEMR#	I/O	D9	DRQ0	O
C10	MEMW#	I/O	D10	DACK5#	I
C11	SD8	I/O	D11	DRQ5	O
C12	SD9	I/O	D12	DACK6#	I
C13	SD10	I/O	D13	DRQ6	O
C14	SD11	I/O	D14	DACK7#	O
C15	SD12	I/O	D15	DRQ7	I
C16	SD13	I/O	D16	DC+5V	I
C17	SD14	I/O	D17	MASTER#	I
C18	SD15	I/O	D18	GND	

### 2.2.1.2 ISA 总线信号说明

ISA 总线的所有信号线都是 TTL 电平, 最大负载为两个低功耗肖特基 (LS) 器件。98 根信号线说明如下:

(1) CLK (输出): 时钟信号, 8MHz 的 AT 系统时钟。  
(2) RESETDRV (输出): 复位驱动信号, 高电平有效, 在加电或断电时复位系统。

(3) SA0~SA19 (输入/输出): 系统地址总线, 用于系统内存储器和 I/O 设备的地址。

(4) LA17~LA23 (输入/输出): 这些地址信号是非锁定的, 其中 LA17~LA19 是非锁定的信号, 它们给系统提供多达 16MB 的寻址能力。它们在 BALE 处于高电平时有效。

(5) SD0~SD15 (输入/输出): 系统数据总线信号。这 16 根线提供处理器、存储器和 I/O 设备之间的数据传输。

(6) BALE (输出): 缓冲的地址锁存允许信号。它用来在下降沿时锁存地址信号 SA0~SA19, 在 DMA 周期中, BALE 被置为高电平。

(7) I/OCHCK# (输入): I/O 通道校验信号。该信号低电平有效, 表示 I/O 通道上的设备存在奇偶错误。

(8) I/OCHRDY# (输入): I/O 通道准备好信号。该信号可以由存储器或 I/O 设备拉到低电平以延长存储器或 I/O 读写周期。它保持低电平的时间不应超过 2.5μs。

(9) IRQ3~IRQ7、IRQ9~IRQ12、IRQ14、IRQ15 (输入): 中断请求信号, 高电平有效, 用于 I/O 设备向 CPU 发送中断请求信号。它们的优先级顺序是 IRQ9 (最高)、IRQ10、IRQ11、IRQ12、IRQ14、IRQ15、IRQ3、IRQ4、IRQ5、IRQ6、IRQ7 (最低)。

(10) IOR# (输入/输出): I/O 读信号。该信号低电平有效, 它命令 I/O 设备把其数据传送到数据总线上。

(11) IOW# (输入/输出): I/O 写信号。该信号低电平有效, 它命令 I/O 设备从数据总线上读取数据。

(12) SMEMR# (输出): 系统存储器读信号。该信号低电平有效, 它命令存储器把数据送到数据总线上, 只有当存储器地址在地址空间最低 1MB 范围内时才有效。

(13) MEMR# (输入/输出): 存储器读信号。该信号低电平有效, 它命令存储器把数据送到数据总线上, 该信号在整个存储器读周期都是有效的。

(14) SMEMW# (输出): 系统存储器写信号。该信号低电平有效, 它命令存储器把数据总线上的数据存入存储单元。该信号只有当存储器地址在地址空间最低 1MB 范围内时才有效。

(15) MEMW# (输入/输出): 存储器写信号。该信号低电平有效, 它命令存储器把数据总线上的数据存入存储单元, 在整个存储器读周期都是有效的。

(16) DRQ0~DRQ3、DRQ5~DRQ7 (输入): DMA 请求信号, 高电平有效, 该信号是 I/O 通道上的设备要求 DMA 服务的异步通道请求信号。其中 DRQ0~DRQ3 用于 8 位数据传输, DRQ5~DRQ7 用于 16 位数据传输, DRQ4 用于系统板上。在相应的 DACK 线变为有效之前, DRQ 线必须保持高电平。它们的优先级顺序是 DRQ0 (最高)、DRQ1、DRQ2、DRQ3、DRQ4、DRQ5、DRQ6、DRQ7 (最低)。

(17) DACK0#~DACK3#、DACK5#~DACK7# (输出): DMA 响应信号。这是对 DRQ0~DRQ3、DRQ5~DRQ7 的响应信号, 它们是低电平有效。

(18) AEN (输出): DMA 地址允许信号。该信号有效

时, 由 DMA 控制器控制地址总线、存储器和 I/O 读/写命令线。

(19) REFRESH# (输入/输出): 存储器刷新信号。该信号低电平有效, 用来指示一个存储刷新周期。

(20) T/C (输出): 计数结束信号。该信号当任何一个 DMA 通道的计数器计数结束时发出一个脉冲。

(21) SBHE (输入): 系统总线高字节允许信号, 表示在数据总线 SD8~SD15 正在进行高字节传送。

(22) MASTER# (输入): 使系统总线处于三态。该信号低电平有效, 它与由 I/O 通道上的处理器控制的 DRQ 线一起使用, 以便对系统进行控制。I/O 处理器首先发出 DRQ 请求信号, 当接收到相应的 DACK 响应信号时, I/O 处理器发出 MASTER 信号, 表示允许它控制系统地址线、数据线和控制线。该信号保持低电平时间不应超过 15ps, 否则系统存储器可能会由于缺少刷新而失去信息。

(23) MEMCS16# (输入): 存储器 16 位片选信号。该信号低电平有效, 表示当前的数据传输是一个等待状态的 16 位存储周期。

(24) I/OCS16# (输入): I/O 16 位片选信号。该信号低电平有效, 表示当前的数据传输是一个等待状态的 16 位 I/O 周期。

(25) OSC (输出): 14.318 18MHz 的振荡器信号。

(26) OWS (输入): 零等待状态信号。它通知 CPU 可以完成当前的总线周期, 无须插入附加的等待周期。

### 2.2.2 PCI 总线

#### 2.2.2.1 PCI 总线系统概念和信号表示说明

(1) 主控 (Initiator): 在 PCI 总线系统中, 如果总线上的设备取得了总线的控制权, 就称其为主控、主设备或总线主控设备。只有具有总线管理控制功能的设备才能成为总线的主控, PCI 总线的各种总线管理控制信号、地址线、总线命令等只能由总线主控发出, 且总线上任一时刻只能有一个主控在工作。总线上具有主控能力的 PCI 设备若想占用总线, 必须先向 PCI 总线提出总线请求, 经响应允许后方能占用总线而成为主控。

(2) 目标 (Target): 在 PCI 总线上被主控选中 (寻址) 以进行通信的设备称为目标、从设备或目标设备。目标响应主控发出的地址信息并被寻址后, 根据总线命令状态从总线上获取 (输入) 或输出接口信息, 实现与主控之间的信息传输。

为了便于后面对总线信号的特点进行标示, 在 PCI 总线标准中, 信号线常使用以下几种信号标示。

1) IN: 输入, 是一种标准的只作输入的信号。

2) OUT: 输出, 是一种标准的图腾柱式输出 (Totem Pole Output) 驱动信号。

3) T/S (Tri-State): 表示一种双向的三态输入/输出信号。

4) S/T/S (Sustained-State): 表示一种持续的并且低电平有效的三态信号。这种信号从有效低电平变为浮空 (高阻状态) 之前, 必须保证使其具有至少一个时钟周期的高电平状态, 另一主设备要想驱动它, 至少要等到该信号的原有驱动者将其释放 (变为三态) 一个时钟周期之后才能开始。

5) OD (Open Drain): 表示漏极开路, 以线或形式允许多个设备共同驱动和共享。

6) (I): 在时序波形图上表示此信号由主控发出 (Initiator)。

7) (T): 在时序波形图上表示此信号为目标的目标响应

(Target)。(I)和(T)在分析PCI总线时序时常作指示用。

8) “#”: 在信号线后面的“#”号表示该信号为低电平(0)有效。

9) “:”: 两个“:”连接在一起表示一组总线, 如AD[31:00]表示32位地址/数据总线AD0~AD31。有时为了简单起见, 也用“#”表示, 如AD[31:0]。

### 2.2.2.2 PCI总线信号定义

完整的PCI总线标准共定义了100条信号线。然而, 一般的PCI接口只需不到50条的信号线。PCI总线的全部信号线通常分为必备和可选两大类, 必备的信号线是一个32位PCI接口所必不可少的, 并且通过这些信号线可实现完整的PCI接口功能。如果作为目标设备, 必备的信号线为47条, 若作为主控设备则为49条。可选的信号线为高性能PCI接口进行功能和性能方面扩展时使用。PCI总线的定义及分类如图3.3-4所示。

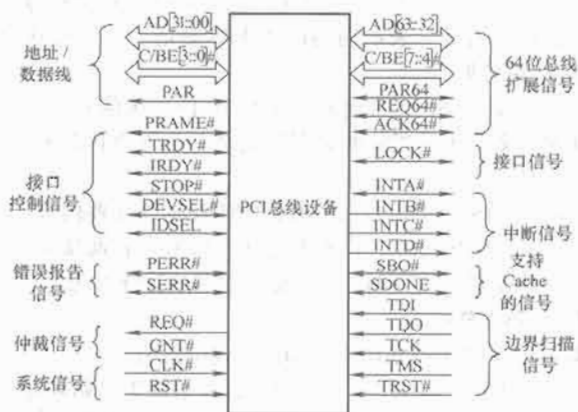


图 3.3-4 PCI总线的定义及分类

(1) 系统信号有以下两个:

1) CLK#: IN, 总线时钟输入信号, 其值决定PCI总线的工作频率。PCI的其他信号除RST#、INTA~INTD#之外, 其余信号都在CLK的上升沿同步。

2) RST#: IN, 复位输入信号, 用来复位PCI总线上的接口设备, 使PCI专用寄存器和定时器相关的信号恢复到规定的初始状态。

(2) 地址和数据信号有以下两个:

1) AD[31:00]: T/S, 它们是一组32位地址、数据复用的双向(输入/输出)三态信号。

2) C/BE[3:0]#: (Command/Byte Enable) T/S, 它们是32位总线命令和字节使能多路复用三态信号线。无论是输入还是输出, 读还是写, C/BE#总是由主控来驱动。

(3) 接口控制信号有以下6个:

1) PRAM#: S/T/S, 帧周期信号, 由当前主控驱动, 表示一次数据帧访问的开始和持续时间。

2) IRDY#: (Initiator Ready) S/T/S, 主控设备准备好信号。该信号有效表示发起本次传输的主控已准备好, 否则(无效)即为等待周期。

3) TRDY#: (Target Ready) S/T/S, 目标设备准备好信号。该信号有效表示目标设备(从设备)已做好完成当前数据传输的准备工作, 也就是说, 可以进行相应的数据传输。该信号要与IRDY#配合使用, 二者同时有效时数据才能完整传输。

4) STOP#: S/T/S, 停止数据传送信号。该信号有效表示从设备要求主设备终止当前的数据传送。很显然, 该信号应由从设备发出。

5) LOCK#: S/T/S, 总线锁定信号。该信号有效表示驱动它的设备所进行的操作可能需要多个传输周期才能完成, 且对此设备的操作具有排他性(独占), 而此时总线上未被锁定的设备的非互斥(锁定)访问仍然可以在总线的空闲时间进行。

6) IDSEL#: (Identity Select) IN, 初始化设备选择信号。在PCI接口配置参数读写传输期间用作片选信号。它是一个主桥到PCI插卡的点对点连接信号, 一般采用高位地址线实现, 由PnP BIOS上电时进行驱动, 以实现PCI接口的自动配置。

(4) 总线仲裁信号有以下两个:

1) REQ#: (Bus Request) T/S, 总线占用请求信号。该信号一旦有效即表明驱动它的设备要求使用总线。它是一个点对点的信号线, 任何主设备都有其REQ#信号。

2) GNT#: (Bus Granted) T/S, 总线占用允许信号, 用来允许申请占用。这也是一个点对点的信号线, 任何主控都应有自己的GNT#信号。

(5) 错误报告信号: 为使数据传输可靠、完整, PCI局部总线标准要求所有挂于其上的设备都应具有错误报告线。

1) PERR#: (Parity Error) S/T/S, 数据奇偶校验错误报告信号。一个设备只有在响应设备选择信号(DEVSEL#)和完成数据传送之后才能报告一个PERR#, 即比实际数据传送晚一个时钟周期。

2) SERR#: (System Error) OD, 系统错误报告信号。该信号的作用是报告在特殊周期中的地址数据奇偶错以及其他可能引起灾难性后果的系统错误。如果设备不希望产生非屏蔽中断, 就应采用其他机制来实现SERR#的报告, SERR#相当于ISA总线中的非屏蔽中断。

(6) 中断信号: 中断功能在PCI总线中是可选项, 不一定必须具有, 并且中断信号属电平敏感性, 低电平有效。PCI总线中共有4条中断线, 分别是INTA#、INTB#、INTC#和INTD#, 均为OD(漏极开路), 其作用是实现中断请求。对于单功能设备只能使用INTA#, 其他三条中断线没有意义, 即后三个只能用于多功能设备。所谓的多功能设备是指将几个相互独立的功能集中在一个设备中。

(7) 其他可选信号有以下三种:

1) 高速缓存支持信号: 为了使具有缓存功能的PCI卡上的存储器能够和透写式(Write-through)或回写式(Write-back)的Cache相配合工作, 定义以下两个信号: ①SBO#: IN/OUT, 试探返回信号。②SDONE: IN/OUT, 监听完成信号。

2) 64位总线扩展信号: 必须进行的是, 如果要进行64位扩展, 以下信号都要使用: ①AD[63:32]: T/S, 扩展的32位地址和数据多路复用线。②C/BE[7:4]: T/S, 总线命令和字节使能多路复用信号线。③REQ64#: S/T/S, 64位传输请求。④ACK64#: S/T/S, 64位传输认可。⑤PAR64: T/S, 奇偶双字校验, 是AD[63:32]和C/BE[7:4]的校验位。

3) 其他: TDI、TDO、TCK、TMS、TRST#为JTAG边界扫描信号, PRSNTI#和PRSNTZ#为判断PCI插槽上是否有接口插卡存在的信号。

### 2.3 典型总线的接口方式

对于PCI总线的接口方式, 一般来说, 采用专用的PCI接口芯片来实现PCI的接口功能是一条非常有效的途径。



通常有 AMCC 公司的 S5933, PLX 公司的 PCI9050、PCI9054 及 PCI9080 等芯片。

### 2.3.1 AMCC 公司的 S5933

S5933 是一种符合 PCI 规范 2.1 的 32 位 PCI 接口芯片。它可以和 PCI 总线以主方式或从方式进行数据传输,支持 PCI 总线的突发读写方式,实现 132Mb/s 的 PCI 全速传输。

#### 2.3.1.1 结构与功能

在 S5933 中,与 PCI 总线相对应的用户侧总线称为 Add-On (外接) 总线,用户只需将自己的设备和 Add-On 总线接口连接,便可降低接口设计的难度。其结构如图 3.3-5 所示。



图 3.3-5 S5933 的结构

从数据传输功能来看, S5933 提供了三种与 PCI 总线通信的途径: 邮箱方式、FIFO 方式和直通方式。

(1) 邮箱方式: S5933 设计了 8 个邮箱、4 个输入、4 个输出, 宽度均为 32 位。PCI 总线或 Add-On 总线对邮箱进行读写操作时, 邮箱状态寄存器的相应标志位被设置, 同时邮箱状态的改变可以产生 PCI 总线或 Add-On 总线的中断。邮箱主要用来传递命令、参数或状态等短信息。

(2) FIFO 方式: S5933 提供了两个深度为 8 的先进先出 (FIFO) 队列, 宽度为 32 位。其中一个用来实现数据从 PCI 总线到 Add-On 总线的传输; 另一个用来实现数据从 Add-On 到 PCI 总线的传输。FIFO 动作由相应的配置寄存器控制。通过 FIFO 可以实现 PCI 总线的零等待突发方式数据传输。

(3) 直通方式: 利用直通方式 PCI 总线可以直接读写 Add-On 总线的资源。S5933 设计了 4 个直通区域映射到主机内存或 I/O 端口, Add-On 总线宽度可以定义为 8、16 位或 32 位, 直通区域最大可设置为 512MB。直通方式只适用于 PCI 从方式。

#### 2.3.1.2 编程与应用

默认情况下, S5933 的 VID (Vendor ID) 是 10E8H, DID (Device ID) 是 4750H (此设备 ID 随批号不同而有所不同)。设备驱动程序通过 VID 和 DID 识别到 S5933 以后, 即可对相应的插卡进行各种操作。一般来说, 命令、参数、状态等短信息可通过邮箱传输, 而其他大数据量信息则通过 FIFO 传输。

在这几种通信方式中, 除了直通方式外, 邮箱方式和 FIFO 方式都需要主机与板卡按一定的协议进行数据传输。S5933 作为主设备时, 写入主方式读写地址寄存器的地址是物理内存的地址。

### 2.3.2 PLX 公司的 PCI9054

PCI9054 是符合 PCI 规范 2.2 的 32 位 PCI 接口芯片, 带 PCI 电源管理功能, 支持 VPD (Vital Product Data) 配置功能和 PCI 的 DAC (Dual Address Cycle) 功能, 提供符合 I<sup>2</sup>O (Intelligent I/O) 规范 1.5 要求的信息单元。PCI9054 支持 PCI 的主/从方式传输, 在突发条件下可实现 PCI 的全

速数据传输。另外, PCI9054 还兼容了 PCI 热插拔和 CompactPCI 的热切换要求。

#### 2.3.2.1 结构与功能

在 PCI9054 中, 与 PCI 总线相对应的用户侧总线称为本地总线 (Local BUS), 用户设备只需与本地总线接口。其结构如图 3.3-6 所示。

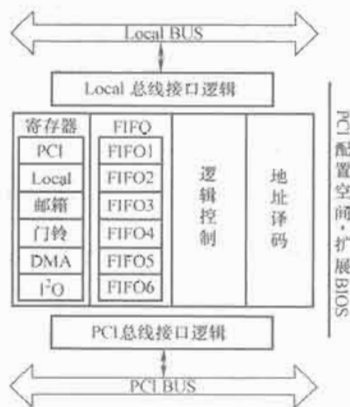


图 3.3-6 PCI9054 的结构

PCI9054 提供了 4 种与 PCI 总线通信的途径: DMA 方式、邮箱方式、FIFO 方式和直通方式。

(1) DMA 方式: PCI9054 设计了两个双向的 DMA 通道: DMA0 和 DMA1。两个通道各自占用一个 FIFO, 其中用于 DMA0 读写的 FIFO 深度为 32, 用于 DMA1 读写的 FIFO 深度为 16, 宽度均为 32。通过设置 DMA 控制器的 PCI 地址寄存器、Local 地址寄存器、读写计数器等配置寄存器, 可以实现 DMA 的块传输、分散/聚合传输等方式。DMA 传输完成以后, PCI9054 可以产生相应的 PCI 或 Local 总线的中断。

(2) FIFO 方式: PCI9054 提供了 6 个双向的 FIFO 队列, 其中两个双向的 FIFO 用于 DMA 传输的读写, 另外 4 个用于 PCI 的目标读写和 Local 的目标读写, 用于写的 FIFO 深度为 32。通过 FIFO 可以实现零等待的突发方式传输。

(3) 邮箱方式: PCI9054 提供了 8 个双向的 32 位邮箱寄存器和两个 32 位的门铃寄存器 (Doorbell Register)。通过邮箱传输速度较慢, 可用于传递命令、参数及状态等信息。另外, 在 Local 中断使能的情况下, PCI 向 PCI9054 的前 4 个邮箱中的一个 (MBOX0~MBOX3) 写入数据时可以产生 Local 总线的中断, 而后 4 个邮箱则无此功能, 但可以通过门铃寄存器实现同样的功能。两个门铃寄存器均为 32 位, 分别用于 PCI 向 Local 总线和 Local 总线向 PCI 申请中断。

(4) 直通方式: PCI9054 的直通方式与 S5933 的直通方式相似, 只能用于 PCI 从方式。PCI9054 只能定义三个本地的地址空间用于 PCI 的读写 (包括 PCI 配置空间), Local 总线的宽度可以定义为 8、16 位和 32 位。

#### 2.3.2.2 编程与应用

在默认情况下, PCI9054 的 VID 是 10B5H, DID 是 9054H。PCI 总线无法改变这两个 ID, 但如果存在扩展的串行 E<sup>2</sup>PROM, PCI9054 则会采用 E<sup>2</sup>PROM 中的 VID 和 DID。设备驱动程序通过 VID 和 DID 识别到 PCI9054 后, 就可以对相应的板卡进行各种操作。

另外, PCI9054 为某些处理器设计了专用的总线操作方式, 用以提高这些处理器的执行效率。例如, 对于 Motorola

公司的 MPC850 或 MPC860 处理器 (M 模式), PCI9054 的设计支持这些处理器的 IDMA (Independent DMA) 和 SDMA (Serial DMA) 功能。此外, 还有用于 Intel 公司的 i960 和 IBM 公司的 PPC40 系列处理器的 C 和 J 模式。当用户板卡上的处理器是 PCI9054 所支持的专用处理器时, 应当考虑采用其专用的总线操作模式以提高处理器的执行效率。从应用角度来看, PCI9054 的一个主要应用是基于 Motorola 公司的 MPC850 或 MPC860 处理器的电信、网络等方面的适配卡, 包括一些 WAN/LAN 控制卡、Modem 等。其设计示意图如图 3.3-7 所示。

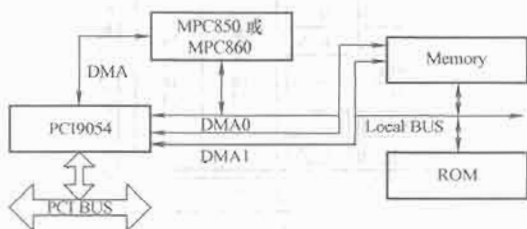


图 3.3-7 PCI9054 的设计示意图

PCI9054 的另外一个主要应用是基于 CompactPCI 总线的电信、网络等方面的适配卡以及在一些嵌入式系统中的应用。

而 PCI9050 和 PCI9080 在芯片管脚上是兼容的, 但在功能上相差很大。这两种芯片都符合 PCI 规范 2.1。与 PCI9054 相比, PCI9080 在功能上只是少了 PCI 规范 2.2 所规定的 PCI 电源管理、热插拔、CompactPCI 热切换以及 VPD 等功能, 支持的串行 EPROM 空间少了一半, 但是 FIFO 数目增加了两个, 达到 8 个, 其他方面的功能基本相似。相比之下, PCI9050 在功能上简化了许多, 它只支持 PCI 从方式数据传输, 因此只有两个用于 PCI 目标读的 FIFO, 深度为 16 位, 宽度为 32 位。但在性能上, PCI9050 在突发读写情况下, 也可以达到 PCI 的全速传输。另外, PCI9050 的直通区域比 PCI9054 和 PCI9080 多了两个, 其本地地址空间可以定义为 5 个 (包括 PCI 配置空间), 宽度也可以是 8、16 位和 32 位。

从应用角度来说, PCI9050 比较适用于一些功能较单一且板上不带处理器的 A/D 板、I/O 板等单板系统, 其编程也比较简单, 而 PCI9080 则可以应用在许多诸如并行处理等多板的复杂系统中, 其灵活的通信方式使之能在各种领域得到广泛应用。以上介绍了几种常用的 32 位 PCI 接口芯片, 从性能上来说, 都可以实现 PCI 总线与外围设备的接口, 实现 PCI 的全速传输, 但功能上相差比较多, 使用的灵活性也不尽相同, 用户应当根据自己的实际需求选择合适的芯片以达到最佳的性价比。

### 3 串行通信

#### 3.1 通信的基本概念

数据通信是指依据通信协议, 利用数据传输技术 (模拟传输或数字传输) 在两个功能单元之间传递信息。计算机与外设之间的数据通信有两种方式, 即并行和串行。并行通信是将一个数据的各位并排同时传送, 而串行通信是将一个数据的各位一位接一位的顺序传送。并行通信使用并行接口 (如 i8255 等) 实现, 串行通信则需串行接口来实现。

并行通信一般使用的传输线多, 传送速率高, 但传送距离较近; 串行通信使用的传输线少, 传送距离较远, 虽传送

速率较低, 但应用较广。

数据通信系统包括两方面内容: 一方面是信道的组成、连接、控制及其使用; 另一方面是信号如何在信道上传输和控制。数据通信系统都是由数据终端子系统、数据传输子系统和数据处理子系统三部分组成的, 如图 3.3-8 所示。

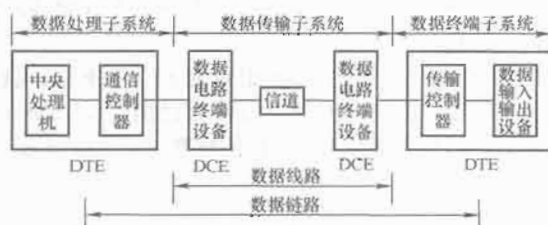


图 3.3-8 数据通信系统结构

(1) 数据终端设备 DTE (Data Terminating Equipment): 是指能生成并向数据通信网络发送和接收数据信息的设备。常见的 DTE 有终端机、POS 机、PC 机等。

(2) 数据电路终端设备 DCE (Data Circuit Terminating Equipment): 是连接数据终端设备与传输信道, 并能将原始数据信号转换成特殊的电信号使其适合于在信道上进行传输的设备。它提供信号的变换和编码, 建立、保持和释放线路连接等功能。常见的 DCE 设备有调制解调器等。

(3) 通信控制器: 完成中央处理器与数据通信组网设备之间进行数据交换所必需的通信控制功能, 如数据缓冲、速度匹配、串/并转换等任务。

(4) 传输信道: 从不同角度有不同的分类方法, 如模拟信道与数字信道、专用线路和交换网线路、有线信道和无线信道、频分信道和时分信道等。

串行通信可分为异步传输方式和同步传输方式。同步传输方式是通过识别同步符号来实现数据的发送和接收, 而异步传输方式则是利用字符的再同步技术来实现。

在串行通信中, 按照在同一时刻数据流的方向可分为三种基本的传送方式: 单工传送、半双工传送和全双工传送。

(1) 单工传送: 仅支持在一个方向上的数据传送。

(2) 半双工传送: 支持在设备 A 和设备 B 之间交替地传送数据。由于 A、B 之间仅一根数据传送线, 它们都有独立的发送器和接收器, 所以在同一个时刻只能进行一个方向的传送。

(3) 全双工传送: 支持数据在两个方向同时传送。设备 A 和设备 B 都有独立的发送器和接收器, 并有两条传送线。

图 3.3-9 所示为三种不同传送方式的数据通路。

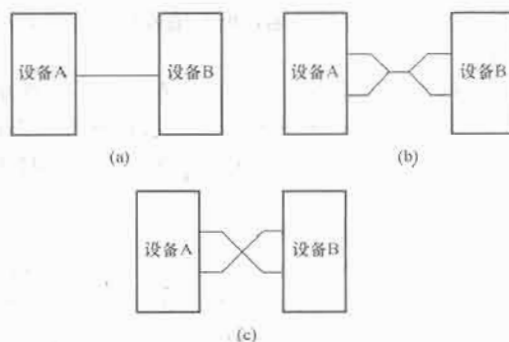


图 3.3-9 串行通信电路示意图

(a) 单工方式; (b) 半双工方式; (c) 全双工方式

### 3.2 异步串行通信

在串行通信时,数据和联络信号是使用同一根信号线来传送的,所以,收发双方必须考虑解决以下问题:

- (1) 双方约定以何种速率进行数据的发送和接收(波特率)。
- (2) 约定采用何种数据格式(帧格式),如果包含控制信息,它的定义又是什么。
- (3) 接收方如何得知一批数据的开始和结束(帧同步)。
- (4) 接收方如何从位流中正确地采样到位数据(位同步)。
- (5) 接收方如何判断收到数据的正确性(数据校验)。
- (6) 收发出错时如何处理。

因此,收发双方必须遵守一些共同的通信协议(或称为通信控制规程)。

#### 3.2.1 传送速率

所谓传送速率是指串行每秒钟传送的二进制位数,也称为波特率,其单位为 b/s(位/秒)或波特,常用波特率有 50、110、300、600、1200、2400、4800、9600b/s。近几年通信的发展使传送速率增加很快,新增加的速率有 19.2、38.4、57.6、115.2kb/s。

#### 3.2.2 异步串行通信协议

(1) 异步串行通信即异步传输方式是以字符为单位进行传输,其通信协议是起止式异步通信协议,其传输的字符格式如图 3.3-10 所示。



图 3.3-10 异步传输格式

异步传输方式中的每个字符由 4 部分组成: 1 位起始位、5~8 位数据位、1 位奇偶校验位和 1 位、1.5 位或 2 位停止位。

1) 起始位: 为低电平, 占用一位, 用来通知接收方一个新字符的开始; 同时用来同步接收方的时钟, 以保证正确进行后续接收。

2) 数据位: 数据可以是 5~8 位。从数据的最低位开始传输。

3) 奇偶校验位: 位于数据位之后, 用来检查数据在传输过程中是否出错。

4) 停止位: 高电平有效, 用来表示一个字符的结束, 可以是 1 位、1.5 位或者 2 位。当收到停止位时表明上一个字符已接收完毕, 若此时无字符传输则一直保持高电平状态即空闲状态, 一旦接收到一个低电平, 则表明下一个字符的起始位的到来。

(2) 典型的异步串行通信接口基本结构框图如图 3.3-11 所示。

1) 发送数据寄存器: 通过数据总线缓冲器并行接收来自 CPU 的数据, 暂存在寄存器中。

2) 发送移位寄存器及控制: 并行接收来自发送数据寄存器的数据, 以设定的速率把装配好的数据(含起始位、停止位等)逐位移出。

3) 接收移位寄存器及控制: 以设定的速率把出现在串行数据输入线上的串行数据逐位接收且移入接收移位寄存器

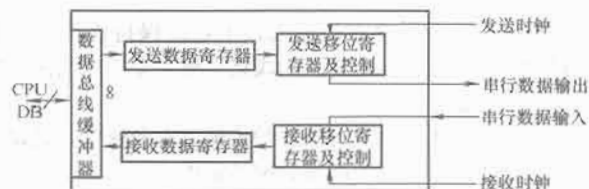


图 3.3-11 异步串行通信接口基本结构框图

中。当移位寄存器接收规定的的数据位后, 将数据并行送往接收数据寄存器。

4) 接收数据寄存器: 并行接收来自移位寄存器的输入数据后, 由控制逻辑电路以查询或中断方式通知 CPU, 让 CPU 通过数据总线缓冲器及时把数据取走。

5) 数据总线缓冲器: 是与 CPU 交换信息的双向数据缓冲器。一方面, CPU 通过它向通信接口发送或接收数据; 另一方面, CPU 通过它向通信接口发送控制信息(如初始化)或读取接口的状态信息。

### 3.3 同步串行通信

所谓同步串行通信是指在约定的数据通信速率下, 发送端和接收端的时钟信号频率和相位始终保持一致(同步), 这就保证了通信双方在发送数据和接收数据时具有完全一致的定时关系。在有效数据传送之前, 首先发送一串特殊的字符进行标识或联络, 这串字符称为同步字符或标识符。在传输过程中, 发送端和接收端的每一位数据均保持同步。传送的信息组亦称为信息帧, 信息帧的位数几乎不受限制, 通常可以是几个字节到几千个字节, 甚至更多。同步串行通信所采用的同步方式有单同步和双同步、内同步和外同步以及 HDLC/SDLC 规程等方式, 如图 3.3-12 所示。具有一个同步字符的数据格式称为单同步, 具有两个同步字符的数据格式称为双同步。外同步是指同步字符的检测在串行 I/O 接口电路芯片的外部进行, 当外部硬件电路检测到同步字符后, 给出一个同步信号, 串行接口芯片就开始接收数据(如 Intel 8251A)。在内同步方式中, 同步字符的检测和同步控制在串行 I/O 接口电路芯片的内部进行, 无须外同步检测电路

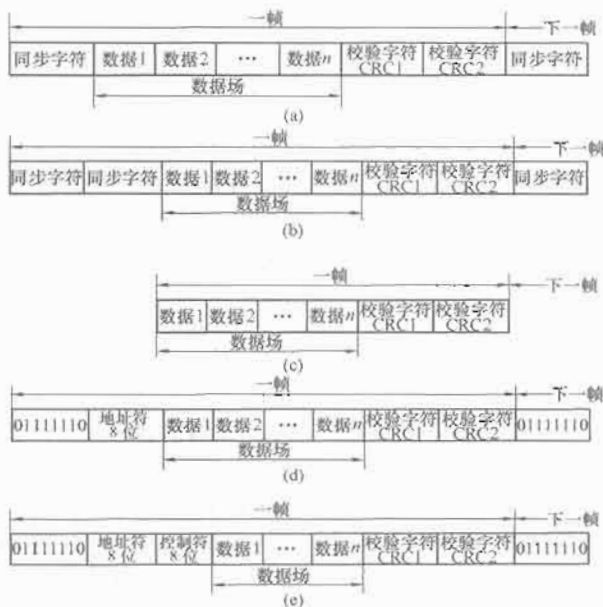


图 3.3-12 同步通信数据格式

(a) 单同步数据格式; (b) 双同步数据格式; (c) 外同步数据格式; (d) SDLC 数据格式; (e) HDLC 数据格式

(如 Zilog 的 Z80-SIO)。

同步串行通信要求在传输线路上始终保持连续的字符流,若计算机没有数据传输,则线路上要用专用的空闲字符或同步字符填充。

同步传输的优点是具有较高的传输效率和速率,其缺点是实现较为复杂,常用于高速数据传输中。

### 3.4 通信控制器

通信控制器把来自主计算机的数据分送给相应的通信线路,或者把来自通信线路的数据送往主计算机,它是主计算机与各条通信线路之间的桥梁。通信控制器的功能包括线路控制、差错控制、传输控制、报文处理、接口控制、速率变换和多路控制等。表 3.3-5 给出了几种常用的通信控制器芯片。更复杂的通信控制器还有 CAN 总线、以太网控制器等。

表 3.3-5 常用的通信控制器芯片

芯片型号	同步规程		异步规程
	面向字符	HDLC/SDLC	
INS8250			✓
Intel8251	✓		✓
Intel8273		✓	✓
MC6850			✓
MC6852	✓		
MC6854		✓	
Z80SIO	✓	✓	✓

#### 3.4.1 通用异步通信控制器 INS8250

INS8250 是由 INS 公司生产的通用异步通信控制器,被广泛用作 IBM-PC 系列计算机的串行通信接口,它采用 40 个引脚的双列直插式封装,单一+5V 电源。其兼容改进芯片还有 NS16550。

##### 3.4.1.1 主要功能

(1) 支持异步通信规程。发送时在串行数据流中自动插入起始位、停止位和奇偶校验位,接收时自动删除这些发送时插入的信息。

(2) 数据格式可以编程选择。数据位可选 5 位、6 位、7 位或 8 位;停止位可选 1 位、1.5 位或 2 位,可选用(或不用)奇校验或偶校验。

(3) 波特率可编程设置,时钟使用 $\times 16$ 方式。内部时钟电路能产生频率为 $16 \times$ 波特率的时钟作为发送或接收的时钟。能选择对外部输入时钟进行 $1 \sim 65535$ 次的分频。

(4) 具有和 Modem 的接口和控制信号。

(5) 有独立的中断优先级功能,有多种中断源。

(6) 发送和接收均采用双缓冲的结构,因而,发送时数据由 CPU 写入 INS 8250,接收时从 INS 8250 读取数据,均无须严格的同步要求。

(7) 具有数据回送功能,为芯片本身的调试检测和诊断带来方便。

##### 3.4.1.2 INS8250 的内部结构及外部引脚

INS8250 的内部结构及外部引脚如图 3.3-13 所示。它由数据 I/O 缓冲器、读写控制逻辑、接收器、发送器和 Modem 控制逻辑 5 个部分组成。对应的引脚功能如下。

(1) 数据 I/O 缓冲器。对应的引脚为 D0~D7,为 8 条三态双向数据线,实现 INS 8250 与 CPU 之间的数据交换。

(2) 读写控制逻辑。完成 CPU 对 INS 8250 内部各寄存器的读写控制,即接收 CPU 送来的地址信息和读写命令,然后产生内部操作控制信号,从而决定访问此芯片中的哪个寄存器,以及是写入还是读出操作。与之相关的引脚共有 17 个。

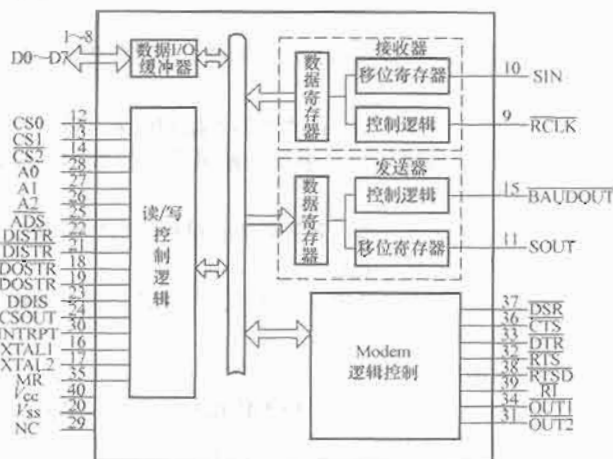


图 3.3-13 INS8250 内部结构框图

(3) 接收器和发送器。接收器在接收器时钟的控制下,将引脚 SIN 输入的串行数据转换为并行数据存入接收数据寄存器。相关引脚为串行数据输入 SIN 和接收器时钟输入 RCLK。

发送器在内部波特率发生器的控制下,将发送移位数据寄存器中的数据转换为串行数据,并在串行数据输出引脚 SOUT 上输出,同时在发送时钟输出引脚上输出发送时钟。相关引脚为 SOUT 和 BAUDOUT。

(4) Modem 控制逻辑。用于 8250 与 Modem 接口的逻辑控制。相关引脚有数据装置准备好 DSR、数据终端设备准备好 DTR、请求发送 RTS、允许发送 CTS、接收线路信号载波检测 RLSD 以及振铃指示 RI。这些信号经电平转换后可直接用作 DTE/DCE 接口,完成对 Modem 的控制。另外,还有两个输出信号 OUT1 和 OUT2,可由用户编程定义它的输出电平。

(5) 其他引脚。除以上引脚外,INS 8250 还有 XTAL1 和 XTAL2 时钟引脚,用于外部晶振或时钟信号的输入;复位输入 MR 用于外部复位信号的输入,完成芯片的复位功能;中断输出 INTRPT 用来向 CPU 发高电平中断请求。

##### 3.4.1.3 INS8250 的寄存器

如图 3.3-14 所示,INS8250 内部有 10 个 8 位寄存器,包括 5 个 8250 初始化编程时需写入初始化命令的控制寄存器;三个反映接口传输线状态、Modem 输入线状态和中断状态的状态寄存器;两个暂存发送数据和接收数据的数据寄存器。



图 3.3-14 INS8250 内部寄存器分类



### 3.4.2 通用同步/异步通信控制器 Intel 8251A

Intel 8251A 是 INS8250 串行接口芯片的改进型, 具有同步、异步接收或发送 (USART) 的功能, 使用单+5V 电源和单相时钟的 28 脚双列直插封装。

#### 3.4.2.1 8251A 内部结构

8251A 的内部结构如图 3.3-15 所示。它由接收缓冲器、接收控制电路、发送缓冲器、发送控制电路、调制/解调控制电路、读/写控制逻辑和数据总线缓冲器等 7 个部分构成。

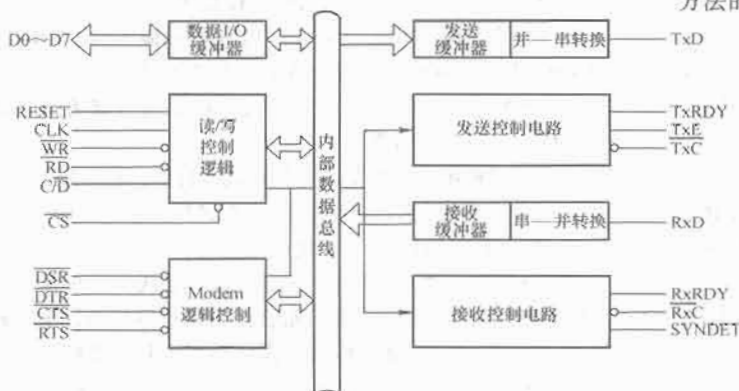


图 3.3-15 Intel 8251A 内部结构框图

(1) 数据总线缓冲器。它为三态双向 8 位缓冲器, 使 8251A 与系统总线连接起来, 来自 CPU 的控制命令和发送的字符经过缓冲器进入 8251A 内部, 8251A 内部的状态信息、接收的数据也经过缓冲器送到系统总线。

(2) 读/写控制逻辑电路。接收 CPU 的各种控制信息, 从而确定本次操作的方式, 8251A 读写操作如表 3.3-6 所示。

(3) 调制/解调控制电路。当进行远程通信时, 需要使用调制解调器。

(4) 发送缓冲器。由数据发送缓冲器和并-串移位寄存器组成。发送数据时按发送要求, 将数据变成串行数据经 Tx/D 发送出去。

表 3.3-6 8251A 读写操作

CS	C/D	RD	WR	功 能
0	0	0	1	CPU 从 8251A 读数据
0	1	0	1	CPU 从 8251A 读状态
0	0	1	0	CPU 向 8251A 写数据
0	1	1	0	CPU 向 8251A 写命令
1	×	×	×	USART 总线浮空(无操作)

(5) 发送控制电路。协调发送缓冲器工作, 为同步、异步串行传送提供识别信息, 如起始位、同步字符等。

(6) 接收缓冲器。从 RxD 接收串行数据, 并按照相应的格式转换成并行数据。

(7) 接收控制电路。协调接收缓冲器工作, 分离出接收的数据等。

#### 3.4.2.2 8251A 工作方式

8251A 可用于同步和异步串行通信, 但其工作方式不完全相同, 可以分为 4 种:

- (1) 异步接收方式。
- (2) 异步发送方式。
- (3) 同步接收方式。
- (4) 同步发送方式。

## 4 串行总线接口

### 4.1 串行总线及其分类

串行总线是一种与并行总线相反的总线类型, 以多位二进制信息共用一条线进行传输的方式工作。传输时信息按一定的次序排队, 按时间先后依次通过总线。显然, 如果所传送的信息有  $m$  位, 串行方法传送所需的时间至少是并行方法的  $m$  倍。这种总线形式具有结构简单的优点, 适用于当所需连接的部件距离比较远时的情况。

#### 4.1.1 典型的通用串行总线

(1) RS-232C。RS-232C 是美国电子工业协会 EIA 制定的一种串行物理接口标准, 也是一种电气标准。其机械特性规定使用一个 25 芯标准连接插头, 每个引脚有固定的定义; 电气特性要求规定逻辑“1”的电平低于-3V, 逻辑“0”的电平高于+3V; 最大传输距离为 30m, 信号最高传输速率为 20kb/s。功能特性规定了 25 芯连接插头中的 22 个引脚。

(2) RS-449。RS-449 是 EIA 于 1977 年制定的一种串行物理接口功能标准, 并于 1980 年成为美国标准。其机械性能要求明确规定了 37 脚及 9 脚两种标准接口连接器, 电气性能要求依据 RS-422A、RS-423A 以及 RS-485 电气标准。由于它克服了 RS-232C 的互不兼容的 25 芯连接器以及接口处信号间易串扰等缺点, 最大传输距离达 1200m, 信号最高传输速率为 100kb/s。

(3) RS-423A/422A/485。RS-423A、RS-422A、RS-485 均为 EIA 制定的串行总线接口的电气标准。RS-423 采用单端双极性电源电路标准的差分接收器方式。RS-422A 采用差分平衡的电气接口方式。RS-485 是 RS-422A 的变型, 也采用平衡差分电路, 属于主从结构形式标准。

(4) USB (Universal Serial Bus, 通用串行总线)。USB 最初是由 Compaq、Intel、Microsoft 和 NEC 联合于 1993 年 1 月开始开发的。USB 接口规范从早期的 USB 1.1、USB 1.2 到现在的 USB 2.0。USB 1.1、USB 1.2 的接口规范可满足微型计算机系统应用中的大多数慢速或中速及高速外设的智能连接, 如键盘、鼠标、Modem、话筒、扬声器、电话、操纵手柄、显示器、数码相机及打印机等外部设备; USB 2.0 规范的 USB 接口可以支持如 UDMA 类型的硬盘等高速设备。USB 连线的最大连接长度为 5m, 最多可连接 127 个设备 [含主机、集线器 (Hub) 和各功能节点], 支持各种设备的智能配置。因此 USB 接口在现代微型计算机系统中得到广泛的应用, 并成为现代微机系统的标准配置。

#### 4.1.2 高性能串行总线

由于串行总线的连接线少, 总线的结构比较简单, 安装与调整系统的设备配置方便, 在传送速度要求不太高的系统中, 只要通过几根信号线, 依据一定的通信规约可完成系统的信息交互, 因此现有的微处理器大多集成有高性能串行总线接口, 对于产品的设计开发与生产具有更好的优越性。

应用广泛的标准串行接口总线有飞利浦公司的 I<sup>2</sup>C、Intel 公司的 BitBus、国家半导体公司的 Microwire, 以及摩托罗拉公司的 SPI/SCI 等。此外一些企业级串行接口总线可望发展形成新的通用串行接口标准。例如飞利浦公司与 DEC 公司共同开发和制定的 ACCESS 就是一种以 I<sup>2</sup>C 总线为基础的开放式串行连接系统, 有可能成为小型 PC 机及工作站与外围设备之间的一种最新串行接口总线, 是一种可以代替 RS-232C 接口的低价格标准总线。

(1) I<sup>2</sup>C 总线接口标准。I<sup>2</sup>C 总线是一种双向二线串行总线,有如下主要特征:

1) 两条信号线构成总线结构,包括一条串行数据线 (SDA) 和一条串行时钟线 (SCL),SDA 与 SCL 接口电路均为双向。

2) 总线上所有的设备均可通过软件寻址,并始终保持简单的主/从关系,主设备可以主发送器方式亦可以主接收器方式工作。

3) 名副其实的多主总线,多个主设备同时启动数据传送时,会自动进行冲突检测及仲裁,确保数据传送正确。

4) 8 位、双向的串行数据传送,标准传送速率为 100kb/s,快速方式可达 400kb/s,并且具有在片滤波功能,能除去数据总线上的尖峰脉冲,增加数据可靠性。

5) 总线上的 IC 数目不限,最大总线电容为 400pF。

(2) BitBus 总线接口标准。该总线是 Intel 公司为单片微机在分布式控制系统中进行通信传输而设计的一种串行总线结构。它借助于 RUPI-44 系列单片机,通过单片机中的串行通信接口单元 SIU 实现数据通信。其主要特性如下:

1) 位总线通信传输的互连系统中,定义了 4 层结构的协议和接口,即物理层、数据链路层、信息层和应用层。

2) 位总线的物理层符合 RS-485 标准,数据链路层符合 SDLC 规约,信息层符合 Intel DCX51 软件格式,应用层是从传输信息中分离出任务内容,并由相应的硬、软件系统来执行。

3) 位总线串行数据传输通过 SIU 实现点对点、多点主从以及环形网三种链路结构。

4) 位总线在外同步方式下数据传输速率为:2.4Mb/s (点对点及多点结构);1.0Mb/s (环型网)。

5) 位总线在自同步方式下数据传输速率为 375kb/s (外部参考时钟),以及 24kb/s、52.5kb/s、187.5kb/s、375kb/s (内部参考时钟)。

(3) Microwire 及 Microwire/Plus 总线接口标准。该串行接口总线是一种三线同步串行接口总线,Microwire/Plus 是它的增强型。其主要特性是:

1) 三条连线构成的总线结构,包括一条数据输出线 SO、一条数据输入线 SI 及一条时钟线 SK。Microwire 串行接口总线上只能有一台单片机作为主机,并由它控制时钟,其他设备均为从机,4 位单片机 COP400 系列支持该串行接口总线。

2) Microwire/Plus 增强型串行接口总线允许单片机上的总线接口设置成时钟发送、接收两种方式,即总线上的单片机构成主机、从机两种。

(4) SPI/SCI 总线接口标准。SPI/SCI 是美国摩托罗拉公司生产的 68 系列单片机内含的两种串行接口总线。串行通信接口 SCI 是一种异步通信接口,完成类似 MCS-51 异步通信功能;串行外设接口 SPI 则是一种同步串行接口。尽管 68 系列中各种型号的 SPI 功能有所差异,但均为三线同步总线,由两条串行数据线和一条串行时钟线组成。68 系列单片机可以经过 SPI 串行接口总线与装有 SPI 串行接口的外围设备连接形成各种应用系统。

(5) IEEE P1394 高速串行总线接口。它最初是在多媒体应用中开发出来的一种接口总线,用于快速传递图像及音频文件。其主要特性有:

1) 典型的数据传输速率为 100Mb/s,扩展数据传输速率为 200~400Mb/s。

2) 电缆结构:允许所挂外围设备呈分支或菊花链式拓扑连接方式,最长距离为铜制电缆 324.5m。

3) 能够自动处理仲裁,对新设备自动识别与分配节点 ID。

4) 包含三层规约:执行层、连接层、物理层。

5) 具有 P1394 高速串行接口兼容的外围芯片组。

(6) SSA 串行存储结构。SSA 串行存储结构是为存储系统的结构形式设计的高速串行接口总线。其主要特性为:

1) SSA 是一种点对点的信息转接技术。

2) 外围设备的节点 (Node) 均有两对输入/输出端口,均可同时执行数据传送,以 20MB/s 的速度进/出节点。

3) SSA 适应性强,能支持串行、环型及分路方式,建立 RAIDS 等大型存储系统十分方便。

4) 利用铜制双绞线或低成本的光纤材料进行传输。

5) SSA 具有智能,能提供系统的重新组合与功能恢复。

6) 提供具有 SSA 接口功能的外围芯片。

(7) FC 光纤通道。FC 光纤通道接口总线是一种强扩展能力的高性能串行接口总线,能够在不同环境的条件下实现每秒数兆位到每秒上千兆位的数据传输率。其主要特点有:

1) FC 光纤通道接口总线允许数据传输率:简单实现方式为 10~15MB/s,最高性能时达到 100MB/s。采用铜制电缆可传递 30m 距离,采用光纤可达 1km 以上。

2) FC 光纤通道接口总线有 5 个分层。物理部分占用 FC-0、FC-1、FC-2 三层,实现数据的编码、发送、接收以及译码任务;FC-3 层提供公用服务;FC-4 层允许 SCSI 等上层规约变换到 FC 物理层。

3) FC 光纤通道接口总线支持多种通道规约,包括 SCSI、Hippi、IPI 以及多网络规约 ATM、TCP/IP 等。

4) 由于 SCSI 命令集可以变换到 FC 光纤通道,因此 FC 可取代 SCSI,并可利用 SCSI 的有关软件及固件。

## 4.2 串行总线接口标准

### 4.2.1 RS-232C 接口标准

RS-232C 接口是 EIA 于 1969 年发布的用于串行数据交换的标准。其中 RS 是建议标准 (Recommended Standard) 的缩写,232 是该标准的编号,C 表示这是该标准的第三次修订。RS-232C 是目前使用最广泛的一个通信接口标准,它与 CCITT 的 V.24 基本相同,主要用于数据终端设备与 Modem 之间的数据传输,也可以用于终端与计算机、计算机与计算机之间的数据传输。RS-232C 规定接口两侧的设备连接距离不能超过 15m,数据传输速率不能超过 20 000b/s。

#### 4.2.1.1 机械特性

(1) 由于 RS-232C 标准只规定采用一对物理连接器,但对连接器本身的物理特性没有任何定义,因而出现了 DB-25、DB-15 和 DB-9 等各种类型的连接器,其引脚的定义也各不相同,使用时应特别注意。在实际应用中,DB-25 和 DB-9 这两种连接器使用较多。

DB-25 型连接器引脚分配如图 3.3-16 所示。早期的 IBM PC 和 PC/XT 采用 DB-25 型连接器,插头一侧为 DTE,插座一侧为 DCE。虽然 RS-232C 定义了 25 脚信号标准,但实际进行异步串行通信时,只需 9 个电压信号、2 个数据信号 (RxD、TxD)、6 个控制信号、1 个信号地线。由于 IBM PC 及 PC/XT 系统除支持 EIA 电压接口外,还支持 20mA 电流环接口,另需 4 个电流信号,故采取 DB-25 连接器作为 DTE 与 DCE 之间通信电缆的连接器。DB-9 型连接器引脚

分配如图 3.3-17 所示。由于 PC/AT 系统串行口取消了电流环接口,故采用 DB-9 型连接器。

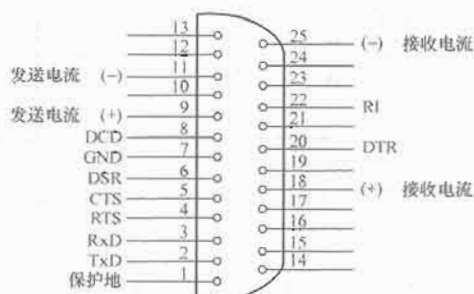


图 3.3-16 DB-25 型连接器引脚分配

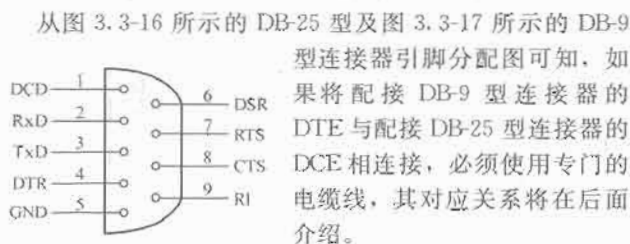


图 3.3-17 DB-9 型连接器引脚分配

从图 3.3-16 所示的 DB-25 型及图 3.3-17 所示的 DB-9 型连接器引脚分配图可知,如果将配接 DB-9 型连接器的 DTE 与配接 DB-25 型连接器的 DCE 相连接,必须使用专门的电缆线,其对应关系将在后面介绍。

(2) 传输电缆长度与传输的电容有关。EIA 标准规定被驱动电路(终端)的电容包括电缆连接电容必须小于 2500pF,对于一个多芯电缆来说,每英尺(1ft≈0.305m)电容为 40~50pF,所以满足电容特性的电缆长度最长为 50ft(≈15.24m)。

RS-232C 标准允许的连接电缆不超过 50ft;若能保证电缆总电容小于 2500pF,则电缆长度可超过限定值。同时,RS-232C 标准所允许的信号传输速率在 0~20 000b/s 的范围之内,而在实际应用中常被限制在 19 200b/s 以内。

4.2.1.2 电气特性  
RS-232C 标准对信号的逻辑电平、最高数据传输和各种信号功能做了规定。

(1) RS-232C 连接器上任一引脚上的信号状态见表 3.3-7。RS-232C 选择 (-15~-3)V 和 (+3~+15)V 这个范围,而不采用 TTL 逻辑(0~5V)的原因是为了提高抗干扰能力和增加传送距离。由于传号和空号状态用相反的电压表示,其间有 6V 的差距,这就极大地提高了数据传输的可靠性。

状 态	信 号 电 压	
	(-15~-3)V	(+3~+15)V
二进制逻辑	1	0
信号状态	传号(MARK)	空号(SPACE)
功能	断(OFF)	通(ON)

(2) EIA RS-232C 与 TTL 的电平转换。EIA RS-232C 用正负电压表示逻辑状态,而 TTL 是以高低电平表示逻辑状态。因此,为了能与计算机接口或终端的 TTL 器件连接,必须在 EIA RS-232C 与 TTL 电路之间进行电平和逻辑关系的变换。实现这种变换可用分立元件,也可以用集成电路芯片,目前较广泛地使用集成电路转换器件,如 MC1488、SN75188 芯片可完成 TTL 电平到 EIA 电平的转换,而 MC1489、SN75189 芯片可实现 EIA 电平到 TTL 电平的转换。图 3.3-18 所示为利用 MC1488、MC1489 实现 TTL 电

平与 EIA 电平之间的相互转换电路。图中左边是微机串行接口电路中的芯片 UART,它是 TTL 器件,右边是 RS-232C 连接器,要求是 EIA 电压。图 3.3-19 所示为采用单电源 ICL232 的电平转换电路。

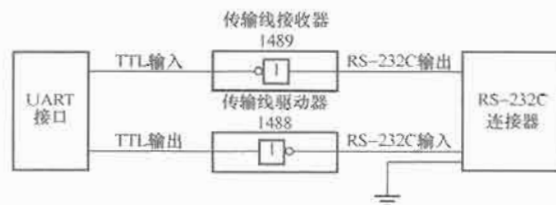


图 3.3-18 采用 MC1488 和 MC1489 的 RS-232C 电平转换电路

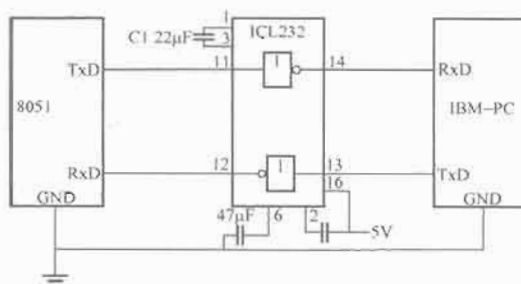


图 3.3-19 采用 ICL232 的 RS-232C 电平转换电路

(3) 其他电气参数如下:

- 1) RS-232C 终端一侧的旁路电容 C 不应超过 2500pF (包括电缆电容在内)。
- 2) 开路电压不能超过 25V。
- 3) RS-232C 的驱动电路必须承受电缆中的任何导线短路,而不会导致有关设备的损坏。

#### 4.2.1.3 RS-232C 接口信号

EIA RS-232C 标准规定了在串行通信时,数据终端设备 DTE 和数据通信设备 DCE 之间的接口信号。所谓“发送”和“接收”是从数据终端设备的立场定义的。采用 DB-25 型连接器并用于异步串行通信的 RS-232C 接口信号如表 3.3-8 所示。由表 3.3-8 可知,RS-232C 标准接口有 25 条线,其中有 4 条数据线、11 条控制线、3 条定时线、7 条备用线和未定义线。

(1) 地线类有以下两种:

- 1) 脚 1: 保护地 (PG), 接机器框架,也可不接。
- 2) 脚 7: 信号地 (SG), 这是其他各信号电压的参考点。

表 3.3-8 异步串行通信的 RS-232C 接口信号

引脚	信 号 名	缩写名	说 明
1	保护地(Protected GND)	PG	设备地
2	发送数据 (Transmitted Data)	TxD	终端发送串行数据
3	接收数据(Received Data)	RxD	终端接收串行数据
4	请求发送 (Request to Send)	RTS	终端请求通信设备切换到发送状态
5	清除发送 (Clear to Send)	CTS	通信设备已切换到准备接收
6	数传机就绪 (Data Set Ready)	DSR	通信设备准备就绪,可以接收

续表

引脚	信号名	缩写名	说明
7	信号地(Signal GND)	SG	
8	载波信号检测(Data Carrier Detection)	DCD	通信设备接收到远程载波
20	数据终端就绪(Data Terminal Ready)	DTR	终端准备就绪, 可以接收
22	振铃指示(Ringing)	RI	通信设备通知终端, 通信线路接通
23	数据信号速率选择器 DTE 源/DCE 源		选择较高的速率, 双向通知

(2) 接收、发送数据线有以下两个:

1) 脚 2: 发送数据 (Tx/D), 由 DTE 发至 DCE 的信号。在数据未发送时, 一直保持负电压。终端设备发送数据的条件是: 数据终端就绪 (DTR) 为正电压, 数传机就绪 (DSR) 为正电压, 请求发送 (RTS) 为正电压, 清除发送 (CTS) 为正电压。

2) 脚 3: 接收数据 (Rx/D), 由 DCE 发至 DTE 的信号。

(3) 常用控制信号类有以下 4 个。

1) 脚 4: 请求发送 RTS, 由 DTE 发至 DCE 的信号, 表示它要向 DCE 发送数据。当数传机就绪 (DSR), 数据终端就绪 (DTR) 为正电压时 (表示接通), RTS 应为正电压 (表示接通)。

2) 脚 5: 清除发送 CTS, 由 DCE 发至 DTE 的信号, 表示 DCE 已准备好接收来自 DTE 的发送数据。如果数传机就绪, DSR 为断开状态 (负电压), 则 CTS 也应是断开状态 (负电压), 以表明 DTE 不应发送数据。CTS 接通的条件是数传机就绪 DSR, 请求发送 RTS 为正电压。

3) 脚 6: 数传机就绪 DSR, 由 DCE 发至 DTE 的信号, 表示 DCE 已与通信信道连接。

4) 脚 20: 数据终端就绪 DTR, 由 DTE 发至 DCE 的信号, 表示 DTE 准备发送数据至 DCE。数据终端就绪 DTR 必须先接通, 然后数传机就绪, DSR 才能变为接通状态。

(4) 与调制解调器有关的信号有以下两个:

1) 脚 22: 振铃指示 RI, 由 DCE 发至 DTE 的信号; RI 为正电压时, 指示 DCE 正在接收振铃信号。在每次振铃期间 RI 为接通状态, 而在两次振铃之间, 则为断开状态。

2) 脚 8: 载波信号检测 DCD, 当 DCE 接收到满足要求的载波信号时, DCD 便是正电压。这个信号用来驱动载波检测二极管, 使之发光。

在上述各种信号线中, 发送数据、接收数据、信号地, 这三条线是最基本的, DSR、DTR、DCD 和 RI 针对电话网络设置。本地互连中, 最常用的联络信号是 DTR、DSR、RTS、CTS。

#### 4.2.1.4 串行总线接口方式

在进行远距离通信和近距离通信时, 所使用的信号线及连接方式有所不同。所谓近距离是指传输距离小于 15m 的通信。在 15m 以上的远距离通信时, 一般要加调制解调器 Modem, 故所使用的信号线较多。

(1) 近距离通信的信号连接方式。

1) 全双工标准连接 (DTE-DCE): 如计算机与 Modem 之间, 如图 3.3-20 所示。

2) 三线连接 (DTE-DTE): 如计算机与计算机之间的连接, 假定 DSR、CTS 用软件设置为正电压, 如图 3.3-21 所示。

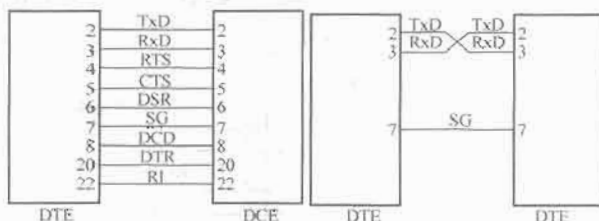


图 3.3-20 DTE 与 DCE 的全双工标准连线

图 3.3-21 三线连接

3) 反馈连接 (DTE-DTE): 如计算机与打印机之间的连接, 如图 3.3-22 所示。

4) 交叉连接 (DTE-DTE): 如同型号计算机之间的连接, 如图 3.3-23 所示。

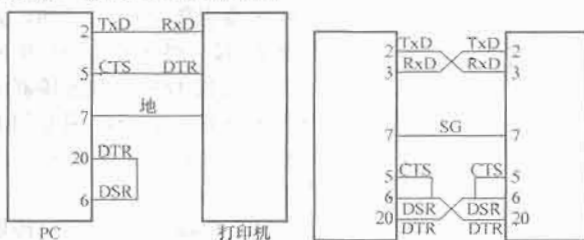


图 3.3-22 反馈连接

图 3.3-23 PC 之间的连接

(2) 远距离通信的信号连接方式。若在通信双方的 Modem 之间采用专用电话线进行通信, 则需要使用 2~8 条信号线进行联络与控制, 如图 3.3-24 所示。若在双方 Modem 之间采用普通电话交换线进行通信, 则还要增加 RI 和 DTR 两个信号线进行联络, 如图 3.3-25 所示。



图 3.3-24 采用 Modem 和专用线通信时信号线的连接

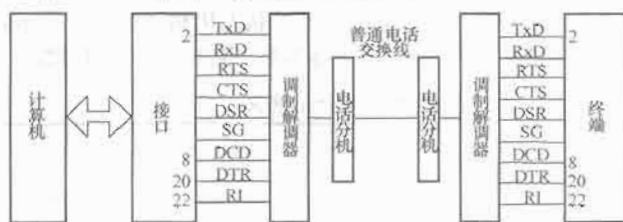


图 3.3-25 采用 Modem 和电话线通信时信号线的连接

将 DB-9 型 DTE 与 DB-25 型 DCE 连接, 其连接如图 3.3-26 所示。



图 3.3-26 DB-9 型 (DTE) 与 DB-25 型 (DCE) 连接器之间的连接



#### 4.2.2 RS-449 接口标准

为了改善 RS-232C 的电气特性, 延长接口电缆距离和最大限度地提高数据传输速率, EIA 于 1977 年发布了 RS-449 接口标准。该接口定义了一个 37 条引线的连接器, 增加了 10 条信号线。RS-449 只规定了接口的功能和机械特性以及规程特性, 接口的电气特性由另外两个标准 RS-422A 和 RS-423A 规定。

(1) RS-423A 采用非平衡线路, 每一路信号均为单端输出, 差分输入。电路按传输方向分成两组。每个方向公用一条回线, 从而使串音干扰减小。标准规定发送器的输出电压为  $(-6 \sim +6)V$ , 接收器的输入门限电压为  $(-0.2 \sim +0.2)V$ 。当传输距离在 10m 以内时, 数据速率可达 300kb/s, 传输距离增加则速率降低。当距离为 1km 时, 允许的最大速率为 3kb/s。

(2) RS-422A 采用平衡线路, 差分输出, 差分输入。每路信号采用双线传输, 抗干扰能力很强。标准规定发送器的输出电压为  $2 \sim 6V$  (输出端之间), 接收器的门限电压为  $(-0.2 \sim +0.2)V$ 。当传输距离在 10m 以内时, 速率可达 10Mb/s, 当距离增至 1km 时, 允许的最大速率是 100kb/s。

图 3.3-27 所示为 RS-232C、RS-423A 和 RS-422A 三种接口标准电气连接图。

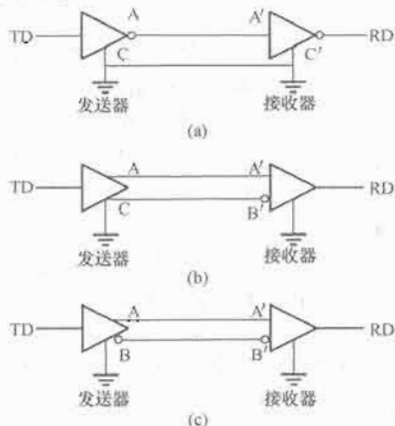


图 3.3-27 三种接口标准电气连接图

(a) RS-232C 接口; (b) RS-423A 接口; (c) RS-422A 接口

#### 4.2.3 RS-485 接口标准

前面讨论的 RS-232C、RS-423A 和 RS-422A 三种接口标准只适用于两台设备之间的连接, 而 RS-485 接口适合于多台设备之间的连接。如图 3.3-28 所示, RS-485 接口在 RS-422A 接口的基础上对发送器和接收器增加了控制信号, 当某个设备不发送或不接收时, 可以通过控制线关闭其发送器或接收器。为避免信号冲突, 任何时候在连接线上只允许一个发送器处于发送状态。RS-485 发送器的输出电压以及接收器的输入门限电压与 RS-422A 相同。

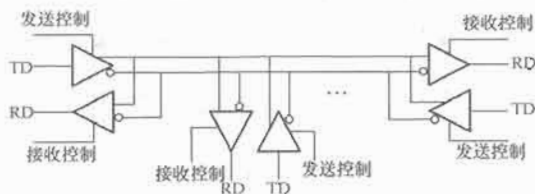


图 3.3-28 RS-485 接口示意图

#### 4.2.4 USB 接口标准

USB 最多可连接 127 台外设, 由于 USB 支持热插拔, 具有即插即用的优点, 所以 USB 接口已经成为计算机的标

准接口。

USB 2.0 标准按速度将 USB 2.0 接口划分为三大类, 分别是 480Mb/s、12Mb/s、1.5Mb/s。具体的分类为:

(1) High-speed USB 2.0: 理论速度 480Mb/s, 对应标准的 USB 2.0。

(2) Full-speed USB 2.0: 理论速度 12Mb/s, 也就是过去的 USB 1.1。

(3) Low-speed USB 2.0: 理论速度 1.5Mb/s, 这个一般用于鼠标、键盘等对速度要求不高的外部设备。

USB 可以通过连接线为设备提供最高 5V/500mA 的电力。

##### 4.2.4.1 接口接头及引脚说明

USB 接口插头采用方形插座及插头, 它有 9 针及 4 针两种形式。4 针 USB 接口外形如图 3.3-29 所示。在微型计算机系统中广泛采用的是 4 针引脚的 USB 接口接头, 其插针的针脚功能定义如下:

- (1) 脚 1: +5V 电源 ( $V_{CC}$ )。
- (2) 脚 2: 数据正 ( $D_+$ )。
- (3) 脚 3: 数据负 ( $D_-$ )。
- (4) 脚 4: 信号接地 (GND)。

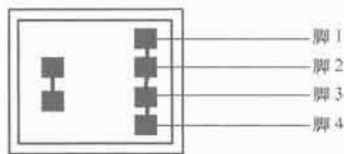


图 3.3-29 4 针引脚的 USB 接头外形

##### 4.2.4.2 USB 的总线组成结构

USB 主控制系统功能由硬件层和软件层所组成, 如图 3.3-30 所示。



图 3.3-30 通用串行总线 (USB) 系统功能结构

(1) 客户驱动软件层。位于微机上的该软件层用于与某一特定的 USB 设备进行通信。该客户软件通常作为操作系统的一部分或由 USB 设备制造商提供。

(2) USB 驱动程序层。该层是某一特定操作系统中支持 USB 设备操作的 USB D 系统软件。

(3) 主控制器驱动程序。该驱动程序为 USB 主控硬件与 USB D 之间的软件层, 用于 USB 硬件为 USB D 解释、建立帧列表等, 以及主控制器中的客户软件与 USB 设备进行点对点的数据通信。

(4) 通用主控制器。USB 主控制器由 HCD 软件层进行管理, 按 HCD 产生的指令列表执行。根据命令产生串行总线令牌和 (或) 数据包, 启动 USB 上的数据传输, 报告 USB 与 HCD 信息交换时的状态。对于要从 USB 设备上接收数据的命令, 主控制器接收数据, 将它们传送到命令所指定的系统主存储器中。图 3.3-31 所示为令牌包、数据包、握手包、SOF 包的数据格式。

PID	ADDR	ENDP	CRC5
8 位	7 位	4 位	5 位

(a)

PID	DATA	CRC16
8 位	0~8192 位	16 位

(b)

PID
8 位

(c)

PID	Frame Number	CRC5
8 位	11 位	5 位

(d)

图 3.3-31 USB 接口数据交换格式

(a) 令牌包格式; (b) 数据包格式; (c) 握手包格式;  
(d) 起始帧 SOF 包格式

1) 标识域 (PID, 8 位): 用来标识不同的包, 其低 4 位编码如表 3.3-9 所示, 高 5 位为对应低 4 位的非。

2) 地址域 (ADDR, 7 位): USB 设备地址, 共有 128 个不同的地址。

3) 端点域 (ENDP, 4 位): 用来对 USB 设备包含多个子信道时进行寻址。

4) 数据域 (DATA, 0~8192 位): 数据范围为 0~8192 位, 且必须是字节的整数倍。

5) 帧标识域 (Frame Number, 11 位): 帧编号, 主机每发一帧, Frame Number 加 1, 当达到最大值 7FFH 时, 又从 0 开始循环。

6) 校验域 (CRC5, 5 位): 5 位循环冗余校验, 其生成多项式为  $G(x) = x^5 + x^2 + 1$ 。

7) 校验域 (CRC16, 16 位): 16 位循环冗余校验, 其生成多项式为  $G(x) = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1$ 。

表 3.3-9 PID 编码及含义

PID 类型	PID 名称	PID 编码 [3~0]	描 述
令牌	OUT	0001	进行主机到设备传输的令牌包, 该 PID 后面为设备地址和端点号
	IN	1001	进行设备到主机传输的令牌包, 该 PID 后面为设备地址和端点号
	SOF	0101	帧的开始标志, 该 PID 后面为帧编号
	SETUP	1101	主机对设备的一个控制管道进行设置 (Setup) 的令牌包, 该 PID 后面为设备地址和端点号
数据	DATA0	0011	具有偶同步位的数据包
	DATA1	1011	具有奇同步位的数据包
	DATA2	0111	高速传输中的数据包, 表示微帧中高带宽等时传输事务
	MDATA	1111	高速传输中的数据包, 表示高带宽等时传输事务分割后的数据包
握手	ACK	0010	接收器无差错的数据包
	NAK	1010	接收器不能接收数据或发送设备不能发送数据
	STALL	1110	端点被禁止或控制管道请求不被支持
	NYET	0110	接收器一直没有响应
特殊	PRE	1100	主机发出的前导同步信号, 激活至低速率设备的下行总线数据流
	ERR	1100	分割事务有错的握手包
	SPLIT	1000	高速方式下分割事务的令牌
	PING	0100	用于块传输或控制端点的高速流控制探测
	Reserve	0000	保留

(5) USB 设备。微机系统中用户的终端设备, 通过 USB 的硬件层和软件层与计算机系统进行数据交换。

#### 4.2.4.3 USB 接口数据的传输方式

只有微型计算机系统 USB 总线接口与所连接的 USB 外部设备相互发挥协调作用时, 才能进行 USB 类型的数据传输。USB 有四种数据传输方式:

(1) 等时传输。其特点是 USB 设备与主控制器之间的数据传输速率为常数, 并且固定不变。采用等时传输的典型设备如音频数据流设备和电话设备, 但这种传输不能绝对保证数据传输的完整性, 传输失败后不再重新传输。

(2) 中断传输。它用于支持传输数据量少但具有突发性的一类设备, 主要用于支持要求一个可预测的中断传输服务时间片断, 但不需要产生一个可预测的数据流的一类设备。因此中断传输只能用于数据输入一类的传输, 通常用于键盘和位置点采集 (如鼠标、数字化仪) 等设备。这类设备并不要求因产生数据而占用 USB 总线一段较长的时间, 只在它们要发送数据时, 才必须尽快给予响应。

(3) 控制传输。它用于传输针对各设备控制、状态读取和配置写入等类型的信息。控制传输用于提供一条从主控制器到 USB 设备的控制通道, 总是由一个状态相位和紧跟在状态相位之后的多个数据相位所组成, 按先进先出 (FIFO) 的方式进行传输。

(4) 分块传输。分块传输为客户与主控制器之间允许较大延迟的大容量数据传输提供了传输途径, 适应这种传输的 USB 设备 (如打印机、扫描仪等) 必须承受较大的传输延时。在 USB 中, 传输数据的帧时长为 1ms, 每一次传输帧由一个起始帧 (SOF) 开始, 一个结束帧 (EOF) 结束。

#### 4.2.5 I<sup>2</sup>C 接口标准

I<sup>2</sup>C 接口总线是一种高性能芯片间串行传输总线, 与 SPI 接口不同, 它仅以两根连线 (SDA 为串行数据线, SCL 为串行时钟线) 实现完善的全双工同步数据传送, 可以极方便地构成多机系统和外围器件扩展系统。I<sup>2</sup>C 总线采用器件地址的硬件设置方法, 通过软件寻址完全避免了器件的片选线寻址的弊端, 从而使硬件系统具有更简单、更灵活的扩展方法。

##### 4.2.5.1 总线接口

如图 3.3-32 所示, SDA 和 SCL 都是双向 I/O 线, 连接到总线的器件的输出端必须是漏极开路或集电极开路, 都通过一个电流源或上拉电阻连接到电源正端, 这样才能够实现“线与”功能, 当总线空闲时, 这两条线处于高电平状态。

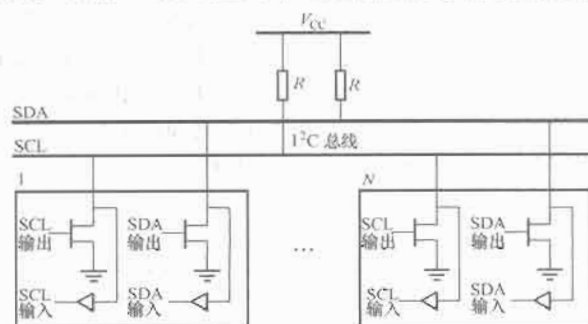


图 3.3-32 I<sup>2</sup>C 总线接口电路结构

在图 3.3-32 中仅画出了两个节点 (节点 1 和节点 N), 这两个节点是完全对等的。事实上, 在由 I<sup>2</sup>C 总线接口器件构成的电路系统中, 所有的节点都是对等的。通过 I<sup>2</sup>C 总线进行数据传输时, 当某一节点向总线发送数据时, 它就被称为发送器, 而当该节点从总线上接收数据时, 它又被称为接收器。

主节点(或主机)用于启动总线上的数据传送过程,并产生时钟以开放发送器,此时任何被寻址的节点均被认为是从节点(或从机)。总线上的主机和从机、发送器和接收器的关系不是恒定不变的,它取决于当时数据传输的方向,也就是说一个启动数据传输过程的主节点既可作发送器也可以作接收器,而一个从机同样既可以作接收器,也可以作发送器。

#### 4.2.5.2 总线的数传传送

总线上每传输一个数据位必须产生一个时钟脉冲。

(1) 数据的有效性。SDA 线上的数据必须在时钟线 SCL 的高电平周期保持稳定,数据线的电平状态只有在 SCL 线的时钟信号为低电平时才能改变,如图 3.3-33 所示。在标准模式下,高低电平宽度必须不小于  $4.7\mu\text{s}$ 。

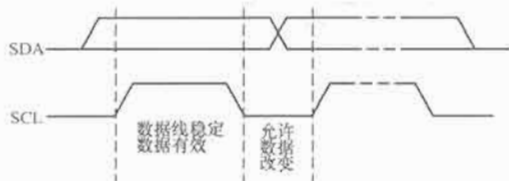


图 3.3-33 I²C 总线位传输

(2) 起始条件和停止条件。在 I²C 总线中,唯一违反上述数据有效性的是起始(S)和停止(P)条件,如图 3.3-34 所示。

1) 起始条件(重复起始条件):在 SCL 线为高电平时,SDA 线从高电平向低电平切换。

2) 停止条件:当 SCL 线为高电平时,SDA 线由低电平向高电平切换。

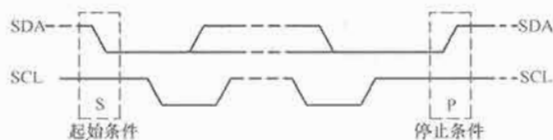


图 3.3-34 起始条件和停止条件

起始和停止条件一般由主机产生。起始条件作为一次传送的开始,在起始条件后,总线被认为处于忙的状态。停止条件作为一次传送的结束,在停止条件的某段时间后,总线被认为再次处于空闲状态。重复起始条件既作为上次传送的结束,也作为下次传送的开始。

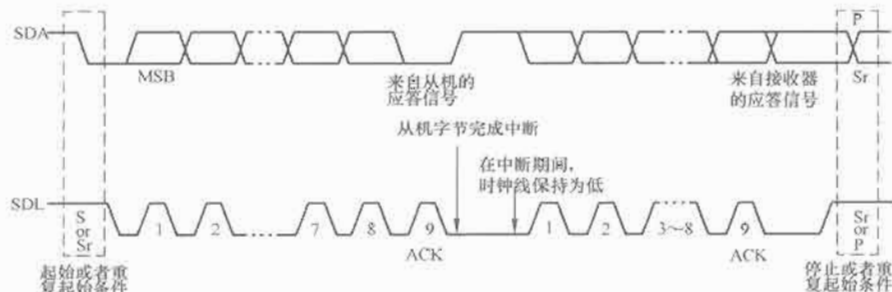


图 3.3-35 I²C 总线的数据传输

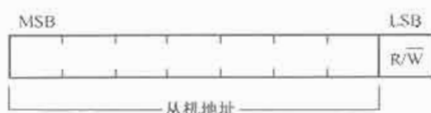


图 3.3-36 起始条件后的第一个字节

(3) 数据传输包括以下两部分:

1) 字节格式:发送到 SDA 线上的每个字节必须为 8 位。每次传输可以发送的字节数量不受限制。每个字节后必须跟一个应答位,首先传输的是数据的最高位(MSB),如图 3.3-35 所示。

2) 应答:相应的应答时钟脉冲由从机产生。在应答时钟脉冲期间,发送器释放 SDA 线(高),接收器必须将 SDA 线拉低,使它在这个时钟脉冲的高电平期间保持稳定的低电平,图 3.2-35 中时钟信号 SCL 的第 9 位。

一般说来,被寻址匹配的从机或可继续接收下一字节的接收器将产生一个应答。若作为发送器的主机在发送完一个字节后,没有收到应答位(或收到一个非应答位),或作为接收器的主机没有发送应答位(或发送一个非应答位),那么主机必须产生一个停止条件或重复起始条件来结束本次传输。

#### 4.2.5.3 传输协议

(1) 寻址字节。主机产生起始条件后,发送的第一个字节为寻址字节,该字节的头 7 位(高 7 位)为从机地址,最低位(LSB)决定了报文的方向,“0”表示主机写信息到从机,“1”表示主机读从机中的信息,如图 3.3-36 所示。当发送了一个地址后,系统中的每个器件都将头 7 位与它自己的地址比较。如果一样,器件会应答主机的寻址,至于是从机接收器还是从机发送器都由 R/W 位决定。

(2) 传输格式。主机产生起始条件后,发送一个寻址字节,收到应答后跟着就是数据传输。数据传输一般由主机产生的停止位终止。但是,如果主机仍希望在总线上通信,它可以产生重复起始条件(S)和寻址另一个从机,而不是首先产生一个停止条件。在这种传输中,可能有不同的读/写格式结合,可能的数据传输格式有:

1) 主机发送器发送数据到从机接收器,如图 3.3-37(a)所示。寻址字节的 R/W 位为 0,数据传输的方向不改变。

2) 寻址字节后,主机接收器立即读从机发送器中的数据,寻址字节的 R/W 位为 1,如图 3.3-37(b)所示。在第一次从机返回响应时,主机发送器变成主机接收器,从机接收器变成从机发送器。之后,数据由从机发送,主机接收,每个应答由主机产生,时钟信号 CLK 仍由主机产生。若主机要终止本次传输,则发送一个非应答信号,接着主机产生停止条件。

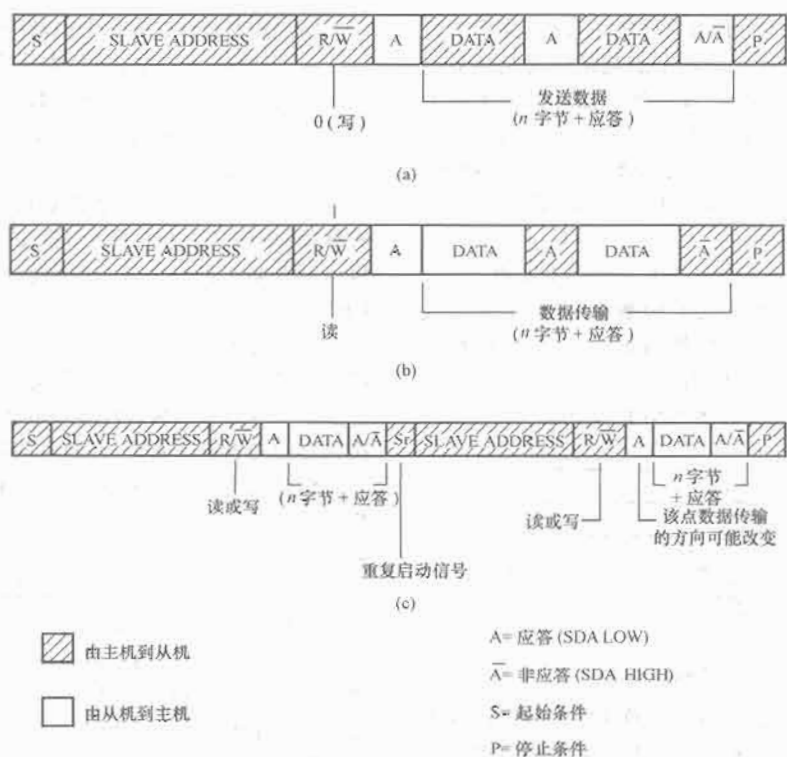


图 3.3-37 传输格式

(a) 主机发送器发送数据到从机接收器；(b) 主机接收器立即读从机发送器中的数据；(c) 复合格式

3) 复合格式如图 3.3-37 (c) 所示。在传输改变方向时，起始条件和从机地址都会被重复，但 R/W 位取反。如果主机发送器发送一个重复起始条件，则在它之前应该发送一个非应答信号。

利用 I<sup>2</sup>C 总线可以十分方便地构成由微控制器和一些外围器件组成的微控制器应用系统。通过 I<sup>2</sup>C 总线构成的系统

结构紧凑、连接简单、成本低廉，可广泛应用于对空间及生产成本有严格要求的便携式数据采集器、手持式终端设备等。虽然 I<sup>2</sup>C 总线的数据吞吐能力比并行总线低，但利用 I<sup>2</sup>C 总线构成的系统具有可扩展性好，程序编写方便，易于实现用户系统软硬件的模块化及标准化等优点。



## 第4章 计算机输入/输出接口技术

在计算机控制系统中,计算机直接处理的只能是数字信息,而被控对象的被控参数可以是模拟量、开关量或脉冲量,执行器的控制信号也可以是模拟量、开关量或脉冲量,计算机与它们之间需要输入/输出转换及适配电路。基本的输入/输出接口(I/O)电路主要有开关量和模拟量两大类。

在工业控制系统中,通常把反映被控对象的单个通/断开关、高/低电平或物理量的成组数字值输入到计算机中的应用接口叫做开关量输入接口,为控制对象提供产生开关控制信号和动作的应用接口叫做开关量输出接口。

开关量输入/输出接口的特点是,被传送的对象只有“开”(通)和“关”(断)两种状态或“1”和“0”两种逻辑量。生产现场或设备装置存在着多种二值信息或状态,如阀门的“开启”和“关闭”、电动机的“启动”和“停止”、继电器的“吸合”和“释放”等,都可用二进制数码“1”或“0”来表示它们的状态。例如,假定用“1”表示开关的闭合状态,则“0”表示开关的断开状态。如果此时需要断开该开关,计算机可通过向包含该开关的外围设备送出控制信号,使该开关断开(状态变成“0”),从而完成一个特定动作的控制过程。

另外,许多物理量如电压、温度、压力、光强等都是模拟量,多数监测与控制的器件和设备所产生或所要求提供的电信号也是模拟信号。在工业控制、电子测量和智能仪器仪表中,使用计算机对模拟量进行采集和处理,首先必须采用模/数转换技术将模拟量转换成数字量。而在计算机的输出控制系统中,必须先将计算机的输出控制信息由数字量转换成模拟量,然后才能驱动执行部件完成相应的操作,实现所需的控制。因此,模/数(A/D)转换器、数/模(D/A)转换器、采样保持器和多路转换器构成了计算机或微处理器系统与模拟器件的接口(通道)。

A/D和D/A转换是数字技术发展的一个重要分支,在计算机或微处理器应用系统中占有重要地位。图3.4-1所示的实时控制系统由两部分构成,一是将现场模拟信号转换为数字信号并送至计算机进行处理的测量系统,另一个是将计算机的输出信号转换为模拟信号并送至执行部件所构成的程序控制系统。从中可以看出A/D转换器(ADC)和D/A转换器(DAC)在系统中的作用和位置,其中运算放大器为ADC提供一定幅度的模拟信号,功率放大器则为执行部件提供足够的驱动能力。



图 3.4-1 微机实时控制系统的构成

随着集成电路水平的不断提高,ADC、DAC进入了大规模集成电路时代,其精度和转换速率也不断地提高,以转换器为中心的各种配套产品如采样保持电路、多路模拟开

关、精密基准电源以及电压/频率或频率/电压转换器等更是品种繁多。

计算机控制系统中涉及的模拟量的转换主要分为三类:

- (1) 电压/数字、数字/电压转换。
- (2) 电压/频率(脉宽)、频率(脉宽)/电压转换。
- (3) 转角/数字、数字/转角转换。

考虑到安全和抗干扰要求,往往要求传感器和执行部件信号与处理器内部电路在电气上完全隔离。此外,对于非标准的微弱信号还需要设计放大调节电路,输出电路也可能需要进行功率放大。

在计算机系统中,无论开关量还是模拟量,最终都将以一组数字量(如8位、16位、32位)连接到处理器总线上。简单的处理器输入连接可以通过三态门来控制,输出连接则可以使用锁存器电路来完成,脉冲量输入可以通过定时/计数器来测量,这些内容属于计算机内部电路接口。本章主要讨论控制系统与外部传感器及执行机构的接口技术。

### 1 开关量输入接口技术

#### 1.1 开关量输入信号

开关量输入信号一般是指被控对象的各种开关和触点的通、断状态,或逻辑电平的高、低状态。各种数字装置输出的数码,以及数字式测量仪表对位移、流量、转速等测得的数字或脉冲信号,可通过开关量输入接口进行转换引入计算机。典型的开关量输入信号有通断型(无源)开关量和电平型(有源)开关量两种。

(1) 通断型开关量:通断型开关量一般是指按钮、手动开关、键盘继电器等无源触点的状态,它们需要经过某种激励源转换成高、低电平信号。最简单的激励源就是直流电压源,例如开关触点闭合时,输出高电平(+5V),触点断开时,输出低电平(0V),或反之。从理论上讲,通断型开关转换信号可以直接与微机系统相连,但由于其结构限制,机械触点式开关过程不可避免地会产生抖动,这种抖动信号输入系统,将会使微机产生错误判断,从而导致控制混乱。因此,机械触点式开关量输入电路中常常需要包含去抖动电路;此外还可以采用软件的方法来消除抖动。

(2) 电平型开关量:电平型开关量不同于通断型开关量,其开关电平与某标准电平完全兼容,如标准TTL电平的输出高电平为3.6~5V,输出低电平为0.7V以下。在许多情况下,需将通断型开关量转换成电平型开关量。例如,在高电压、大电流或传输距离长且容易引入干扰的开关量输入情况下,一般多采用电磁隔离或光电隔离措施,并兼作电平转换。

#### 1.2 开关量输入接口电路

开关量输入接口用于被控设备或被控点的检测,用于检测或连锁控制等,特殊情况下还需产生中断信号送入计算机,以便及时进行故障处理。典型的开关量输入接口电路如图3.4-2~图3.4-4所示。

### 1.2.1 开关触点型输入接口电路

开关触点型输入接口电路如图 3.4-2 所示。电路以 +5V 直流电源作为激励,使得开关的通/断变成高/低电平信号输出。

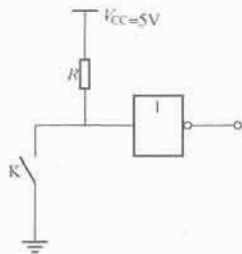


图 3.4-2 开关触点型输入接口电路

### 1.2.2 RC 滤波型输入接口电路

由于长线传输、电路、空间等干扰的原因,输入信号常常夹杂着干扰信号,这些干扰信号有时可能使读入信号出错。图 3.4-3 所示为采用 RC 低通滤波的输入接口电路,电路输出与输入信号之间会有一个时间延迟,可视现场需要调整 RC 网络的时间常数。

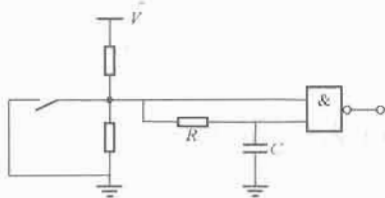


图 3.4-3 RC 滤波型输入接口电路

### 1.2.3 双向消抖型输入接口电路

若开关量输入信号是一个机械开关或继电器触点,开关或触点闭合时常常会发生抖动问题,输入信号的前沿常常是非清晰信号。解决开关抖动最简单的方法是采用图 3.4-4 所示的双向消抖型输入接口电路。把开关信号输入到一个 RS 触发器的输入端 A,当抖动的第一脉冲信号使 RS 触发器翻转时,D 端处于高电平状态,故第一个脉冲消失后 RS 触发器仍保持原状态,以后的抖动所引起的数个脉冲信号对 RS 触发器的状态不产生影响。

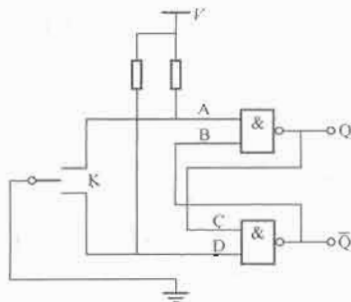


图 3.4-4 双向消抖型输入接口电路

## 2 开关量输出接口技术

### 2.1 开关量输出接口的功能

开关量输出接口的基本目的是为被控对象提供产生开关量的控制信号和动作,其基本功能是开与关(通与断),可能是控制某一电压源、电流源、气源或液压源、启停电动机或开关阀门,也可能是控制生产现场某种开关的动作(如接通或断开声、光报警开关),还可能是输出一定数目的脉冲

串(频率)或一定宽度的脉冲(调宽控制)。所以,开关量输出通道接口是对系统装置和生产过程实施控制和防止事故设备的重要组成部分之一。

### 2.2 开关量输出接口电路

控制系统的多种执行机构常采用开关量控制信号,CPU 可以通过输出接口电路实施对执行机构的控制,也可以通过晶体管开关的动作或机电式继电器触点的开、闭进行控制。例如,在负载功率较小、切换速度要求较高的场合,可以采用电子开关输出;而在控制功率较大但切换速度较低的情况下,则可采用继电器触点输出。几种典型的开关量输出接口电路如图 3.4-5~图 3.4-8 所示。

(1) TTL 三态门型输出接口电路,如图 3.4-5 所示。这类电路主要采用常用的缓冲器,如 74LS245、74LS244、74LS240 等。当输出与外电路连接时,常常将其输出端经上拉电阻接至 +5V,以提高输出电平的幅度。这类电路的输出负载常常是电压型负载,也可以用来驱动小功率晶体管或类似负载。

(2) 开路集电极型输出接口电路,如图 3.4-6 所示。开路集电极型输出接口电路的输出级是一个集电极开路的三极管,组成电路时必须外加一个接至电源的负载 R 才能正常工作。三极管导通和截止时,电路的输出端电平分别为 0.8V 以下的电压和电源电压,负载能力也比 TTL 三态门型输出接口电路强。

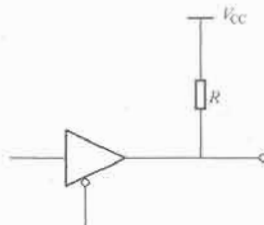


图 3.4-5 TTL 三态门型输出接口电路

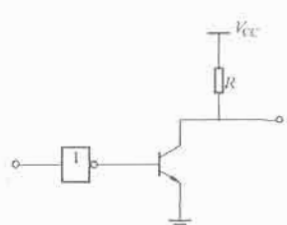


图 3.4-6 开路集电极型输出接口电路

(3) 功率驱动型输出接口电路。在许多应用场合,要求输出接口电路有一定的功率驱动能力。图 3.4-7 (a) 所示为驱动 LED 显示器的典型电路,其驱动能力为 10~40mA。图 3.4-7 (b) 所示为中功率驱动电路,其驱动能力为 50~500mA。若负载呈电感性,则输出必须加装(泄流)保护二极管。

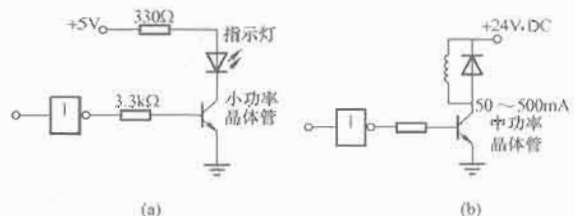


图 3.4-7 功率驱动型输出接口电路  
(a) 小功率驱动电路; (b) 中功率驱动电路

图 3.4-7 (b) 所示的电路也可以换用大功率晶体管,构成具有大电流输出负载的电路,特别是采用高增益的专用达林顿复合管,增益可达 500 以上。

(4) 达林顿阵列型输出接口电路。达林顿阵列型输出接口电路适用于构成中功率驱动电路。以芯片 MC14116

(ULN2004)为例, MC1416 的每一个达林顿复合管的输出电流都在 500mA 以上, 截止时能承受 50V 的电压。在使用时, 为了满足输出更大电流的需要, 可以将各自独立的达林顿复合管并联使用, 使输出电流的能力增加。

MC1416 的 7 个各自独立的复合管可以只有一个复合管导通工作, 也可以有几个复合管同时导通工作, 但每一芯片的总输出电流之和不能超过规定值 (扁平封装时不得超过 500mA, 双列直插式封装时不得超过 2.5A), 否则不能保证保护电路正常工作。为了防止 MC1416 组件反向击穿, 可以使用内部保护二极管, 也可以使用外部保护二极管 (越靠近负载越好)。图 3.4-8 所示为使用内部保护二极管的接线方法。

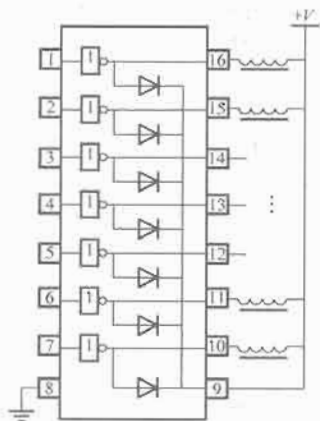


图 3.4-8 达林顿阵列型输出接口电路

### 3 开关量 I/O 隔离与保护

在微型计算机控制系统中, 经常要用到开关量输出控制。一方面, 微机测控系统的开关信号大部分是由芯片给出的低压直流驱动信号, 需经接口转换等手段处理后才能用于设备的开启和关闭; 另一方面, 这些测控动作和高压高电流的强电系统联系在一起, 强电控制电路对微机系统会产生严重干扰, 使系统不能正常工作。

强电控制电路与微机测控系统共地是引起干扰的主要原因。由于系统的连接线存在着一定的电阻, 系统各器件的地和电源地之间存在着一定大小的地间电阻。在弱电系统中, 电阻上的压降是微小的, 系统地和电源地可认为是一点。但与强电连接时, 由于某一瞬间有大电流通过地间电阻, 地间电阻上的压降就不能忽略。脉动电压会叠加到测控系统的各个器件上, 从而出现脉动干扰。消除这些脉动干扰的方法是使微机系统弱电部分的地与强电控制电路的地隔开, 不让它们有直接的电气耦合通路。可见, 微机测控系统的设计需要解决开关量输入/输出的隔离与保护问题。

由于光信号的传送不受电场、磁场的干扰, 可有效地隔离信号, 因此在开关量输入/输出通道中, 最常用的就是利用光电耦合器实现开关量输入/输出的隔离与保护。

#### 3.1 光电耦合器件

光电耦合器件 (习惯上又称光电隔离器) 是将发光器件 (如发光二极管) 和光敏器件 (如光敏三极管) 组装在一起, 通过光线实现耦合构成电/光和光/电的转换器件。图 3.4-9 所示为常用的三极管型光电耦合器原理图。当电信号送入光电耦合器的输入端时, 发光二极管通过电流而发光, 光敏元件受到光照后产生电流, 光敏三极管导通; 当输入端无信号时, 发光二极管不亮, 光敏三极管截止。对于数字量, 当输

入为低电平“0”时, 光敏三极管截止, 输出为高电平“1”; 当输入为高电平“1”时, 光敏三极管饱和导通, 输出为低电平“0”。若基极有引出线, 则可满足温度补偿及检测调制的要求。这种光电耦合器的性能较好、价格便宜, 因而应用广泛。

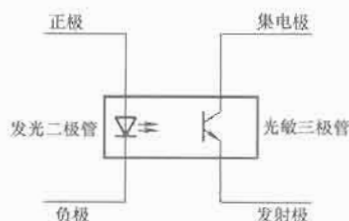


图 3.4-9 三极管型光电耦合器原理图

光电耦合器之所以在传输信号的同时能有效地抑制尖脉冲和各种噪声干扰, 使通道上的信号噪声比大为提高, 主要有以下几方面的原因:

(1) 光电耦合器的输入阻抗很小 (只有几百欧), 而干扰源的阻抗较大 (通常为  $10^5 \sim 10^6 \Omega$ )。由分压原理可知, 即使干扰电压的幅度较大, 但馈送到光电耦合器输入端的噪声电压会很小, 只能形成很微弱的电流。由于没有足够的能量使二极管发光, 干扰从而被抑制掉了。

(2) 光电耦合器的输入回路 with 输出回路之间没有电气联系, 也没有共地。回路之间的分布电容极小, 而绝缘电阻又很大, 因此回路一边的各种干扰噪声很难通过光电耦合器馈送到另一边去, 从而避免了共阻抗耦合的干扰信号的产生。

(3) 光电耦合器可起到很好的安全保障作用, 即使当外部设备出现故障, 甚至输入信号线短接时, 也不会损坏仪表。因为光耦合器件的输入回路和输出回路之间可以承受数千伏的高电压。

(4) 光电耦合器的响应速度极快, 其响应延迟时间可短达  $10\mu s$  左右, 适用于对响应速度要求很高的场合。

光电耦合器的用途很多, 如作为高压开关、信号隔离转换、脉冲系统之间的电平匹配以及各种逻辑电路等。其主要参数为输入电流  $I_F$ 、电流传输比 CTR (Current Transfer Ratio)、传输速度 (频带)、绝缘耐压等, 常用的光电耦合器有普通型 TLP521、高速光耦 6N136 (带宽为 1M)/137 (10M)、达林顿驱动 TIL113/117 等。电压隔离范围与光电耦合器的结构形式有关, 双列直插式塑料封装形式一般为 2500V 左右, 陶瓷封装形式一般为 5000~10 000V。

微机系统有多个输入端口接收来自远方现场设备传来的状态信号, 对这些信号处理后, 输出各种控制信号去执行相应的操作。在现场环境较恶劣时, 会存在较大的噪声干扰, 若这些干扰随同输入信号一起进入微机系统, 会使控制的准确性降低、产生误动作。因而, 在微机的输入和输出端使用光电耦合器对信号及噪声进行隔离, 可实现不同系统间信号传输, 但在电气通路上相互隔离, 由此实现将模拟电路和数字电路相互隔离, 起到抑制交叉串扰的作用。

典型的光电耦合应用电路如图 3.4-10~图 3.4-15 所示, 应用时应注意以下事项:

(1) 在光电耦合器的输入部分和输出部分必须分别采用独立的电源, 若两端共用一个电源, 则光电耦合器的隔离作用将失去意义。

(2) 用光电耦合器来隔离输入输出通道时, 必须对所有信号 (包括数字量信号、控制量信号、状态信号) 全部隔离, 使得被隔离的两边不存在任何电气上的联系, 否则这种

隔离没有意义。

### 3.2 大功率开关量输入接口电路

图 3.4-10 所示为带光电隔离的大功率开关量输入接口电路,该电路既实现了外电路与微机系统的电气隔离,又完成了通断型开关量到电平型开关量的转换。

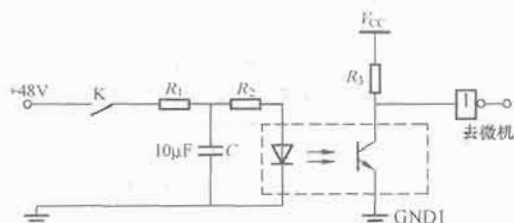


图 3.4-10 带光电隔离的大功率开关量输入接口电路

### 3.3 典型开关量输出接口电路

图 3.4-11 所示为带光电隔离的典型开关量输出接口电路,开关量输出驱动电路经光电耦合器件与数据锁存器相连接,实现微机系统与外部设备完全电气隔离。光电隔离的两侧应各自遵循一点接地的原则,光电耦合器三极管侧和功率放大器部分采用的外部电源 (+5V) 与工业控制机的内部电源是各自独立的。

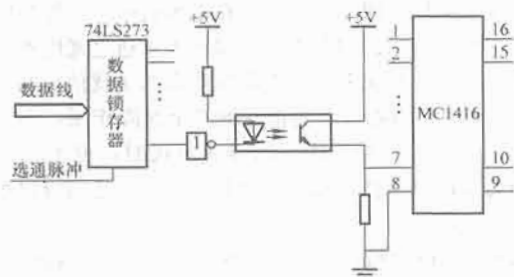


图 3.4-11 带光电隔离的典型开关量输出接口电路

### 3.4 继电器型开关量输出接口电路

采用继电器方式的开关量输出是目前最常用的一种输出方式。在驱动大型设备时,一般利用继电器作为驱动级的第一级输出执行机构,通过继电器输出可完成从低压直流到高压交流的过渡。经光电隔离后,直流部分给继电器供电,输出部分与交流 220V 相连。

继电器型开关量输出电路有两种常用的结构形式。一种是使用普通小型继电器(见图 3.4-12),触头容量一般为几百毫安至几安,可直接驱动电磁线圈、电磁阀或接触器等执行机构。这种输出电路一般带有光电隔离,因而具有很好的隔离和抗干扰措施。

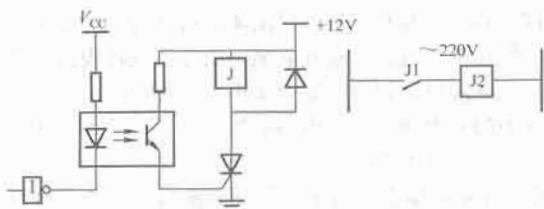


图 3.4-12 普通继电器型开关量输出接口电路

另一种是由光电耦合器与双向晶闸管组成的固体继电器(见图 3.4-13),适用于开关频率高及大功率控制的场合,并可作交流开关量输出。其输入/输出之间采用光电耦合器进

行隔离,零交叉电路可使交流电压变化到 0V 附近时让电路接通,从而减少干扰。电路接通后,由触发电路给出双向晶闸管的触发信号,从而接通交流主回路电源。



图 3.4-13 固体继电器型开关量输出接口电路

### 3.5 双向晶闸管隔离驱动电路

双向晶闸管是将两个反向并联的单向晶闸管装在同一硅片上。这种晶闸管具有双向导通的能力,能在交流及大电流场合使用,且开关无触点,在工业控制领域有着广泛的应用。

图 3.4-14 所示为双向晶闸管隔离驱动电路。当 G 端无信号时,呈高阻状态使管子截止;当 MT1 与 MT2 之间加一大于 1.5V 的阈值电压时,可利用控制 G 端电压来使管子导通。当双向晶闸管接有感性负载时,电流与电压之间有一定的相位差。在电流为零时,反向电压可能不为零且超过转换电压,使管子反向导通,管子承受的反向电压由回路中的附加网络吸收。

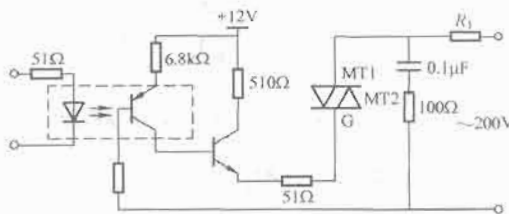


图 3.4-14 双向晶闸管隔离驱动电路

### 3.6 远距离信号的隔离传送

在计算机应用系统中,由于测控系统与被控设备之间不可避免地存在信号的长线传输,信号在传输过程中很容易受到干扰,导致传输信号发生畸变或失真。另外,通过较长电缆连接的设备之间因地线电位差导致地环路电流,会对电路形成差模干扰电压。

为确保长线传输信号的可靠性,可采用光电耦合隔离措施将两个电路的电气连接隔开,切断可能形成的环路,提高测控系统的抗干扰性能。若传输线较长,现场干扰严重,也可通过两级光电耦合器将长线完全浮置起来。传输长线的光耦浮置处理如图 3.4-15 所示。长线的浮置去掉了长线两端间的公共地线,不但有效消除了各电路的电流经公共地线所产生的噪声电压形成的相互串扰,而且也有效地解决了长线驱动和阻抗匹配问题。同时,受控设备短路时还能保护系统不受损坏。

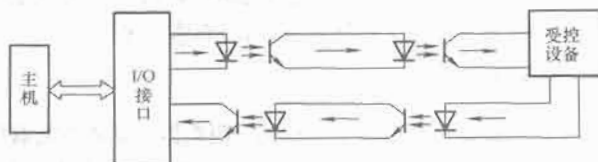


图 3.4-15 传输长线的光耦浮置处理

## 4 模拟量输入接口技术

A/D 转换器(ADC)是微机数据采集或测控系统中模拟量输入接口的核心部件,其作用是将反映被控对象实时变



化的物理量转换成计算机能够接收和识别的离散数字代码。

#### 4.1 A/D 转换器的主要技术指标

无论是选择或评价 ADC 芯片的性能, 还是分析或设计 ADC 接口电路, 都会涉及有关 ADC 的一些主要技术参数或指标。这些技术指标中, 最主要的有分辨率、转换精度、转换时间和电源灵敏度等。

(1) 分辨率。A/D 转换的分辨率是指 ADC 能够分辨的最小量化信号的能力, 即输出的数字量变化所需输入模拟电压的变化量, 通常用位数来表示。对于一个实现  $n$  位转换的 ADC 来说, 它能分辨的最小量化信号的能力为  $2^n$  位, 即分辨率为  $2^n$  位。习惯上常用输出的二进制数位表示分辨率, 如 ADC0809 的分辨率为 8 位, AD754A 的分辨率为 12 位。

(2) 转换精度。由于模拟量是连续的, 而数字量是离散的, 所以在某个范围内的模拟量都对应于某一个数字量, 也就是说在 ADC 中模拟量和数字量之间并不是一一对应的关系。例如, 一个 ADC 在理论上应是模拟量 5V 电压对应数字量 800H, 但是实际上 4.997V、4.998V、4.999V 也对应数字量 800H。这就存在着一个转换精度的问题, 这个精度反映了 ADC 的实际输出接近理想输出的精确程度。ADC 的转换精度通常是用数字量的最低有效位 LSB 来表示。设数字量的最低有效位对应于模拟量  $\Delta$ , 这时称  $\Delta$  为数字量的最低有效位当量。

如果模拟量在  $\pm\Delta/2$  范围内都产生相对应的唯一的数字量, 那么, 这个 ADC 的转换精度为 0.5LSB。如果模拟量在  $\pm\frac{\Delta}{4}$  范围内产生相同的数字量, 那么, 这个 ADC 的精度为  $\pm 1/4$ LSB。这是因为与精度为 0.5LSB 的 ADC 相比, 现在这个 ADC 的误差范围扩展了  $\pm\Delta/4$ 。依次类推, 如果模拟量在  $\pm\Delta$  范围内产生相同的数字量, 那么这个 ADC 的精度为  $\pm 1/2$ LSB。

(3) 转换时间。转换时间是指完成一次 A/D 转换所需要的时间。转换时间一般与信号大小无关, 主要取决于转换器的位数, 位数越多则转换时间越长。ADC 的转换时间一般约为几微秒至 200 $\mu$ s。

转换时间的倒数称为转换速率。ADC 芯片按转换速率分档的一般约定为: 转换时间大于 1ms 的为低速, 转换时间在 1ms~1 $\mu$ s 范围内的为中速, 转换时间小于 1 $\mu$ s 的为高速。

(4) 电源灵敏度。ADC 供电电源的电压波动相当于引入一个模拟输入量的变化, 从而产生转换误差。电源灵敏度通常用电源电压变化 1% 时相当于模拟量变化的百分数表示。例如某 ADC 的电源灵敏度为 0.05%/Δ $U_s$ , 是指该转换器的电源电压发生 1% 的波动时, 相当于引入了 0.05% 的模拟输入值的变化。一般要求电源电压有 3% 的变化时, 所造成的转换误差应不超过  $\pm 1/2$ LSB。

#### 4.2 A/D 转换的方法和原理

实现 A/D 转换的方法很多, 常见的有计数式、逐次逼近式、并行比较式、双积分式等, 但实际中很少采用计数式 A/D 转换。逐次逼近式转换速度适中, 转换精度从低到高都有, 是集成 ADC 中最普遍的制式; 并行比较式转换速度快, 但位数不易太高 (精度不高); 双积分式抗干扰能力强, 但转换速度慢。这里简要介绍逐次逼近式和双积分式 ADC 的工作原理。

##### 4.2.1 逐次逼近式 ADC

这种 ADC 是将计数式 ADC 中的计数器换成由控制电

路控制的逐次逼近寄存器演变而来的, 是目前用得较多的一种 ADC。逐次逼近式 ADC 在转换时, 使用 DAC 的输出电压驱动比较器的反相端。转换结束时, 将逐次逼近寄存器的输出送到缓冲寄存器中。逐次逼近式 ADC 的电路原理如图 3.4-16 所示。

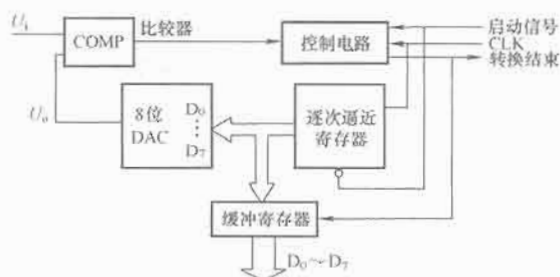


图 3.4-16 逐次逼近式 ADC 电路原理图

当启动信号由高电平变为低电平时, 逐次逼近寄存器清零, 这时 DAC 的输出电压  $U_o$  也为零。当启动信号变为高电平时, 转换开始, 逐次逼近寄存器开始计数。

逐次逼近寄存器工作时从最高位开始, 即当第一个时钟脉冲到来时, 控制电路将逐次逼近寄存器的最高位置为 1 (输出为 10000000), DAC 的输出电压  $U_o$  为满量程的 128/225。此时, 如果  $U_o > U_i$ , 则比较器输出为低电平, 控制电路据此清除逐次逼近寄存器的最高位 (输出变为 00000000); 如果  $U_o < U_i$ , 则比较器输出高电平, 控制电路将逐次逼近寄存器最高位的 1 保留下来 (输出保持为 10000000)。下一个时钟脉冲使逐次逼近寄存器的次高位位置为 1, 如果原高位被保留, 则逐次逼近寄存器的输出为 11000000, DAC 的输出电压  $U_o$  为满量程的 192/255, 并再次与  $U_i$  作比较。如果  $U_o > U_i$ , 比较器输出的低电平使逐次逼近寄存器的次高位复位; 如果  $U_o < U_i$ , 比较器输出的高电平使逐次逼近寄存器的次高位保留为 1。重复这一过程, 直到逐次逼近寄存器的最低位  $D_0$  为 1, 再与输入  $U_i$  比较。经过  $N$  次比较后, 逐次逼近寄存器的输出值就是转换后的数据。

转换结束后, 控制电路送出一个低电平作为结束信号, 这个信号的下降沿将逐次逼近寄存器的数字量送入缓冲寄存器, 从而得到转换后的数字量输出。一般来说,  $N$  位逐次逼近式 ADC 只用  $N$  个时钟脉冲就可以完成  $N$  位转换。 $N$  一定时, 转换时间是一常数。显然, 逐次逼近式 ADC 的转换速度较快。

由此可知, 逐次逼近法的基本原理是首先将最高位置 1, 这相当于取最大允许电压的 1/2 与输入电压进行比较。如果搜索值在最大允许电压的 1/2 范围中, 那么最高位置零。此后, 将次高位位置 1, 相当于在 1/2 范围内再做对半搜索, 根据搜索值确定次高位复位还是保留。依此类推, 因此逐次逼近法也常称为二分搜索法或对半搜索法。

##### 4.2.2 双积分式 ADC

双积分式 ADC 电路及工作原理如图 3.4-17 和图 3.4-18 所示, 电路中的主要部件包括积分器、比较器、计数器和标准电源。

双积分式 ADC 的工作过程分为  $T_1$  和  $\Delta t$  两段时间。在第一段时间内, 开关  $S_1$  将被转换的电压  $U_i$  接到积分器的输入端, 积分器从原始状态 (0V) 开始积分, 积分时间为  $T_1$ , 当积分到  $T_1$  时, 积分器的输出电压  $V_o$  为

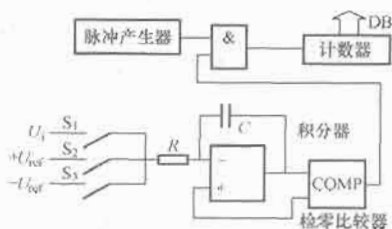


图 3.4-17 双积分式 ADC 电路原理图

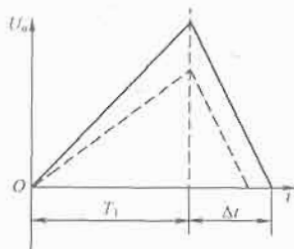


图 3.4-18 双积分式 ADC 工作原理图

$$U_o = -\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} U_i dt$$

$T_1$  结束后，开关  $S_1$  断开， $S_2$  或  $S_3$  将与被转换的电压  $U_i$  极性相反的基准电压  $U_{ref}$  接到积分器上，这时积分器的输出电压开始复原。当积分器的输出电压回到起点（0V）时，积分过程结束。设这段时间为  $\Delta t$ ，此时积分器的输出为

$$U_o = -\frac{1}{RC} \Delta U_{ref}$$

如果被转换的电压  $U_i$  在  $T_1$  时间内是恒定值，则有

$$U_o = -\frac{1}{RC} T_1 U_i$$

$$\Delta t = \frac{T_1}{U_{ref}} U_i$$

由于  $T_1$  和  $U_{ref}$  为常量，故第二次积分时间间隔  $\Delta t$  与被转换电压  $U_i$  成正比。被转换电压  $U_i$  越大， $\Delta t$  越大。若在  $\Delta t$  时间间隔内计数，则计数值即为被转换电压  $U_i$  的等效数字值。

通过比较逐次逼近式 ADC 与双积分式 ADC 可以看出，它们的应用场合有所不同。

(1) 双积分式 ADC 在许多场合代表一类计数式转换器，属于间接转换，采用的是积分技术，其特点是转换速度较低，但精度可以达到较高。双积分式 ADC 多数是利用平均值转换，对常态干扰的抑制能力强，常应用于数字电压表等低速场合。

(2) 逐次逼近式 ADC 的转换速度比积分式 ADC 高得多，精度可以达到较高，控制电路也不复杂。但因为是对瞬时值进行转换，所以对常态干扰的抑制能力差，适用于对转换速度要求较高的场合。

### 4.3 A/D 转换集成芯片的选择要点

在计算机控制系统的设计过程中，经常面临如何选择合适的 ADC 芯片以满足应用系统设计要求的问題。随着大规模集成电路技术的飞速发展，ADC 芯片的功能、结构和性能等都不断得到改进，为微机应用系统和接口设计人员提供了极大方便，应尽可能选择性价比高的集成芯片以满足不同应用的需要。

#### 4.3.1 常用的 ADC 芯片

表 3.4-1 中列出了部分常用 ADC 芯片的主要性能参数。

表中 ADC0809 属于早期生产的单芯片集成化 ADC，是廉价、中速档芯片，可以接收 8 路模拟量输入；AD574A 属于高精度、高速度的集成芯片，是混合集成的高档逐次逼近式 ADC；分辨率在 14 位以上的芯片有 AD679 和 ADC1143 等。AD574A 芯片等内部已包含有高精度的参考电压源、时钟电路以及三态缓冲输出锁存器，因而可以直接与各种典型的 8 位或 16 位微机相连。

表 3.4-1 部分常用 ADC 芯片的性能参数

序号	芯片型号	分辨率	转换时间	输入电压范围 (V)	转换误差	电源 (V)	引脚数
1	ADC0809	8	100μs	0~+5	±1LSB	+5	28
2	AD574A	12	25μs	0~+10	±1LSB	+15 或 ±12 +5	28
3	AD679	14	10μs	0~10 ±5	±2LSB	+5 ±12	28
4	ADC1143	16	≤100μs	+5 +10 ±5 ±10	≤0.06%	+5 ±15	32
5	AD7570	10	120μs	±25	±1/2LSB	+5 ±15	28
6	MC14433	3 1/2 BCD 码	100ms	±0.2 ±2	±1LSB	±5	24
7	ICL7109	12	300ms	-4~ +4	±2LSB	±5	40
8	ICL7135	4 1/2 BCD 码	100ms	-2~ +2	±1LSB	±5	28

为适应高速采样的需要并保证采样的准确性，有些高性能集成 ADC 内部自带采样保持器，可以直接与被转换的模拟信号相连。目前市场上常见的这类芯片有 AD674A/AD1674、AD678/AD1678 和 AD679/AD1679 等，其中 AD678 和 AD679 既具有交流信号处理能力，又具有直流信号处理特性，属于多用途 ADC，广泛用于各种工业测控系统。

尽管大多数 ADC 提供并行数据输出方式，但为适应串行传送接口的需要，已有既可作并行数据输出，也可作串行数据输出的 ADC 芯片，如 AD7570、ADC80 和 ADC84/85 等，还有适合于远距离传送的串行数字输出芯片，如 ADC804 等。

表 3.4-1 中最后列出了市场上较为流行的三类双积分式 ADC 芯片，这类双积分式芯片除了具有转换精度高、抗干扰性能好和价格低廉的特性之外，还具有自动校零、自动极性输出、自动量程控制、动态字位扫描、BCD 码输出、单基准电源等优点，在温度控制、称重、测压等速度要求不高的高精度测量系统中被广泛采用。

#### 4.3.2 ADC 芯片的选择要点

(1) 转换精度与分辨率的选择。转换精度对于测控系统是最重要的指标之一。选择 ADC 的转换精度的依据是模拟量输入通道的总误差或综合精度要求。这种综合精度要求既包括 ADC 的转换精度，又包括测量仪表的测量精度、模拟信号预处理电路的精度，还包括输出执行机构的跟踪精度等。

选取 ADC 的分辨率时，应与其他各个环节所能达到的

精度相适应。一般情况下, 8~12 位的分辨率芯片能够满足需要, 少数特殊情况下需选用 12 位以上的高分辨率芯片。

(2) 转换速度的选择。ADC 转换速度的选择主要依据应用系统信号变化率的快慢以及系统有无实时性要求而定。温度、压力、流量等变化缓慢的热工参数的检测对 ADC 转换速度无苛刻要求, 一般多选用积分式或跟踪比较式等低速芯片; 系统信号频率不太高的工业应用系统和音频数字转换系统, 一般采用逐次逼近式等中速芯片; 军事、宇航、雷达、数字通信以及视频数字转换等系统需要采用价格昂贵的高速或超高速芯片。

对于快速变化的模拟输入信号, 因 A/D 转换时间所引起的孔径误差常常提出过高的转换速度要求, 这样势必大大提高 ADC 的成本。在这种情况下, 可以利用外加采样保持器使转换速度不太高的 ADC 芯片也能适用于快速信号采集系统, 也可以直接选用内部已集成了采样保持器的 ADC 芯片。

(3) 基准电压源的选择。基准电压源用于为 ADC 提供转换参考电压, 基准电压源本身是否精确是直接影响 A/D 转换精度的主要因素之一。所以, 对于片内不带精密参考电压源的中档 ADC 芯片, 使用时一般都要利用单独的高精度稳压电源作为基准电源。

(4) 数据输出格式的选择。不同的 ADC 芯片可以适应不同格式要求的数字量输出, 有并行或串行数字输出, 也有二进制数码或 BCD 码输出, 可根据需要加以选择。数字输出电平大多数都与 TTL 电平兼容, 但也有与 CMOS 或 ECL 电路兼容的芯片。尽管大部分 ADC 芯片已有内部时钟电路, 但也有芯片需用外部时钟源。

#### 4.4 A/D 转换器与微机系统的连接

ADC 芯片品种繁多, 性能各异, 但从使用的角度考虑, 其芯片引脚主要包括模拟信号输入端、数字信号输出端、启动转换控制端和转换结束信号输出端等。所谓 A/D 转换器与微机系统的连接, 主要内容就是如何处理好这 4 类引脚的连接方法。

(1) 模拟信号输入端的连接。不少 ADC 芯片既能处理单极性输入模拟电压, 又能处理双极性输入模拟电压, 这类芯片经常用  $V_{IN(-)}$ 、 $V_{IN(+)}$  或  $IN_{(-)}$ 、 $IN_{(+)}$  来标注模拟信号输入端。例如 ADC0800 芯片, 其两个输入为  $V_{IN(-)}$  和  $V_{IN(+)}$ 。如果接入的是单极性正向信号, 则将  $V_{IN(-)}$  接地, 信号加到  $V_{IN(+)}$  端; 若输入为单极性负向信号, 则把  $V_{IN(+)}$  接地, 信号加到  $V_{IN(-)}$  端; 如果是差动输入信号, 则信号两端分别接到  $V_{IN(-)}$  和  $V_{IN(+)}$  之间。

(2) 数字信号输出端的连接。ADC 芯片的数字信号输出一共有两种方式。一种是芯片内部包含由可控的三态门构成的数据输出缓冲器, 这种方式允许 ADC 芯片的数字信号输出引脚直接连到 CPU 的数据总线上。转换结束时 CPU 可用读指令读取数据, 大多数 8 位 ADC 都属于此类。还有一部分 10 位以上的 ADC, 为了能与 8 位 CPU 直接连接, 在数据输出寄存器中增加了读数据控制逻辑, 以便将 10 位以上的数据分时读入。另一种是片内数据输出寄存器不具备可控的三态门电路, 或者根本没有三态门, 此时芯片的数字信号输出引脚不允许与 CPU 数据总线直接相连, 必须外加数据锁存器、三态缓冲器或者通过并行 I/O 接口来实现 ADC 与 CPU 的连接。对于片内不包含数据控制逻辑电路的 10 位以上的 ADC 与 8 位 CPU 连接时, 应增设三态门对转换后的数据进行锁存, 以便使 10 位以上的数据分两次读取。

(3) 启动转换控制端的连接。ADC 的启动转换信号一

般有电平启动和脉冲启动两种形式。使用电平启动转换的芯片有 AD570、AD571、AD572 等。在芯片的启动转换控制端需加一个满足要求的电平信号方可开始转换, 而且在整个转换过程中要始终保持这一电平, 否则会停止转换或得到错误的结果。因此, 一般通过 D 触发器、锁存器或并行 I/O 接口来实现电平控制。

使用脉冲启动转换的芯片如 ADC0804、ADC0809、ADC1210 等, 只要在启动转换控制端加一符合要求的脉冲信号即可开始转换。通常用 CPU 执行输出指令时发出的片选信号和写信号产生启动脉冲, 从而开始转换。

(4) 转换结束信号的处理和数据读取。A/D 转换结束时, ADC 转换结束信号输出端输出转换结束信号, 通知 CPU 读取转换结果。CPU 通常采用程序查询、定时、中断、DMA 等方式与 ADC 进行联络, 从而实现对转换结果的读取。

对于前三种方式, 如果 A/D 转换的时间较长且 CPU 要同时处理多个任务, 则使用中断方式的效率较高; 如果 A/D 转换的时间较短, 中断方式则失去了优越性, 因为响应中断、保留现场、恢复现场、退出中断这一系列环节所需的时间与 A/D 转换的时间相当, 此时可采用查询和定时方式进行转换数据的读取。

当 ADC 采样速率很高 ( $f_s > 1\text{MHz}$ ) 时, 一般的数据传送方式会导致数据丢失, 另一方面其他接口可能占用系统总线时间较长 (CPU 效率较低), 此时需在 ADC 接口板上添加 RAM, 采用 DMA 数据传送方式快速地将 ADC 转换结果输送到计算机的 RAM 中。

#### 4.5 典型 A/D 转换器简介

##### 4.5.1 ADC0808/0809

ADC0808/0809 是采用逐次逼近法的 8 位 A/D 转换器, 有 8 个模拟量输入通道, 内部有地址译码器。其主要性能指标和特性包括: ①分辨率为 8 位; ②转换时间为  $100\mu\text{s}$ ; ③模拟输入电压范围中, 单极性为  $0\sim 5\text{V}$ , 双极性为  $\pm 5\text{V}$  或  $\pm 10\text{V}$  (需外加电路); ④单一电源  $+5\text{V}$ ; ⑤功耗为  $15\text{mW}$ ; ⑥总的不可调误差, ADC0808 为  $\pm 1/2\text{LSB}$ , ADC0809 为  $\pm 1\text{LSB}$ ; ⑦具有可控的三态输出缓冲器; ⑧启动转换控制为脉冲式 (正脉冲); ⑨使用时不需进行零点和满刻度调节。

ADC0808/0809 的引脚和内部结构如图 3.4-19 所示, 各引脚功能如下。

(1)  $IN_0\sim IN_7$ : 8 路模拟输入, 通过三根地址译码线 A、B、C 选通一路。

(2)  $D_0\sim D_7$ : A/D 转换后的数据输出端为三态可控输出, 故可直接与微处理器的数据总线连接。

(3)  $ADDA/B/C$ : 模拟通道选择地址信号, A 为低位, C 为高位, 三位译码分别选通 8 路模拟输入  $IN_0\sim IN_7$ 。

(4)  $V_{ref(+)}$ 、 $V_{ref(-)}$ : 正负参考电位输入端, 用于提供片内 DAC 电阻网络的基准电位。在单极性输入时,  $V_{ref(+)} = 5\text{V}$ ,  $V_{ref(-)} = 0\text{V}$ ; 双极性输入时,  $V_{ref(+)}$ 、 $V_{ref(-)}$  分别接正、负极性的参考电位。

(5)  $ALE$ : 地址锁存允许信号, 高电平有效。当此信号有效时, A、B、C 三位地址信号被锁存, 通过译码选择模拟输入通道。该信号常与 START 信号连在一起, 以便同时锁存通道地址和启动 A/D 转换。

(6) START: A/D 转换启动信号, 正脉冲有效。脉冲上升沿使逐次逼近寄存器清零, 下降沿开始 A/D 转换。如正在进行转换时又接到新的启动脉冲, 则原来的转换进程被中止, 重新开始转换。

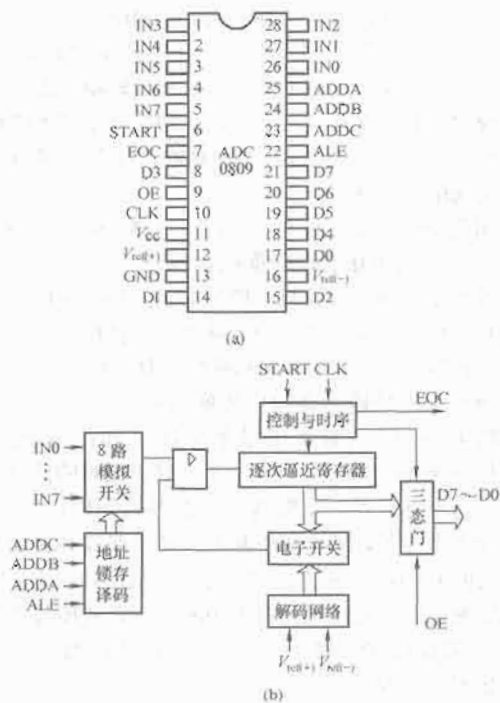


图 3.4-19 ADC0809 的引脚与内部结构  
(a) 引脚排列; (b) 内部结构

(7) EOC: 转换结束信号, 高电平有效。该信号在 A/D 转换过程中为低电平, 其余时间为高电平, 可作为被 CPU 查询的状态信号, 也可作为对 CPU 的中断请求信号。在需要对某个模拟输入量不断采样、转换时, EOC 也可作为启动信号反馈到 START 端, 但在刚加电时需由外电路第一次启动。

(8) OE: 输出允许信号, 高电平有效。当微处理器送出该信号时, ADC0808/0809 的输出三态门被打开, 使转换结果通过数据总线被读走。在中断工作方式下, 该信号往往作为 CPU 发出的中断请求响应信号。

(9) CLK: 工作时钟。

ADC0809 与微机系统的连接如图 3.4-20 所示。当 CPU 向 ADC0809 执行一条输出指令时,  $\overline{M}/\overline{IO}$ 、 $\overline{WR}$  和地址信号同时有效, 地址锁存信号 ALE 将出现在数据总线上的模拟通道地址锁入地址锁存器中, 同时 START 信号启动芯片开始 A/D 转换。转换结束后, CPU 向 ADC0809 执行一条输入指令时,  $\overline{M}/\overline{IO}$ 、 $\overline{RD}$  和地址信号同时有效, 这时输出允许信号 OE 有效, 输出三态门被打开, 已转换好的数据送到数据总线上并被 CPU 读走。

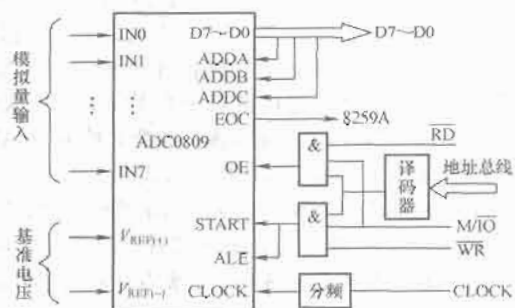


图 3.4-20 ADC0809 与系统总线的连接

可通过查询 EOC 信号的状态确定转换是否结束。若采用中断方式读取数据, 则可将 EOC 信号作为对 CPU 的中断请求信号。ADC0809 的时钟频率为 640kHz, 由于微机的时钟频率为 5MHz 或者更高一些, 因此系统时钟必须经分频后才能接到 ADC0809 芯片的 CLOCK 引脚上。

#### 4.5.2 AD574A

AD574A 是具有三态输出锁存器的 12 位逐次比较式 ADC 芯片, 转换速度快 ( $25\mu s$ ), 是国内使用较为广泛的 ADC 芯片之一。AD574A 可并行输出 12 位数据, 也可分两次输出数据 (先高 8 位, 后低 4 位), 既可进行 8 位 A/D 转换, 也可进行 12 位 A/D 转换。AD574A 采用 28 线双列直插式封装, 有  $\overline{CE}$ 、 $\overline{CS}$ 、 $\overline{R}/\overline{C}$ 、 $12/\overline{8}$ 、A0 等 5 条控制信号线, 这些控制信号的作用见表 3.4-2。

表 3.4-2 AD574A 控制信号的作用

CE	$\overline{CS}$	$\overline{R}/\overline{C}$	$12/\overline{8}$	A0	功能操作
0	X	X	X	X	不允许操作, 无操作
X	0	X	X	X	未选择芯片, 无操作
1	0	0	X	0	启动一次 12 位 A/D 转换
1	0	0	X	X	启动一次 8 位 A/D 转换
1	0	1	1	X	并行输出 12 位
1	0	1	0	0	输出高 8 位数据
1	0	1	0	1	输出低 4 位数据

AD574A 的引脚定义和内部结构如图 3.4-21 所示, 各引脚的功能如下。

(1) DB0~DB11: 12 位数据输出, 分三组, 均带三态输出缓冲器。

(2)  $V_{LOG}$  为逻辑电源 +5V (+4.5 ~ +5.5V);  $V_{CC}$  为正电源 +15V (+13.5 ~ +16.5V);  $V_{EE}$  为负电源 -15V (-13.5 ~ -16.5V); AGND、DGND 分别为模拟地、数字地。

(3)  $\overline{CE}$ : 片允许信号, 高电平有效。简单应用中固定接高电平。

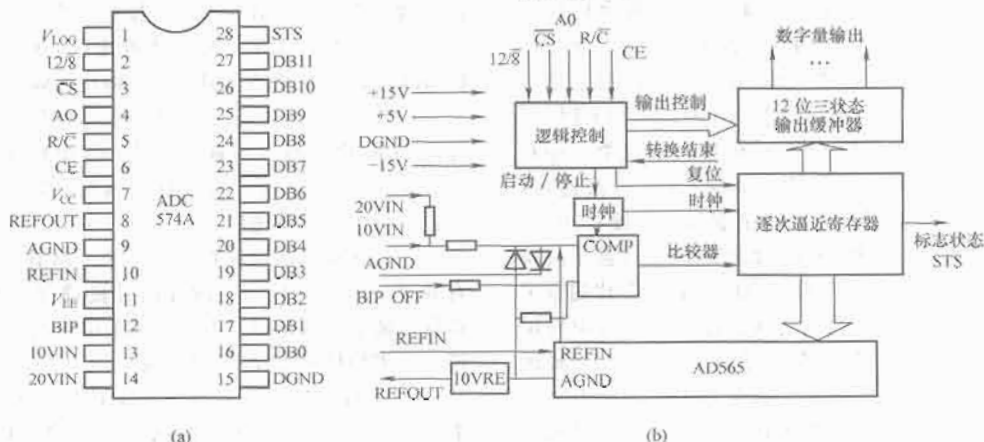


图 3.4-21 AD574A 的引脚与内部结构  
(a) 引脚排列; (b) 内部结构



(4)  $\overline{CS}$ : 片选信号, 低电平有效。

(5)  $R/\overline{C}$ : 读/转换信号。CD=1、 $\overline{CS}$ =0、 $R/\overline{C}$ =0 时, 转换开始, 启动负脉冲; CE=1、 $\overline{CS}$ =0、 $R/\overline{C}$ =1 时, 允许读数据。

(6) A0: 转换和读字节选择信号。

(7) 12/8: 输出数据形式选择信号。12/8 端接 PIN1 ( $V_{IOG}$ ) 时, 数据按 12 位形式输出; 12/8 端接 PIN15 (DGND) 时, 数据按双 8 位形式输出。

(8) STS: 转换状态信号, 转换开始 STS=1, 转换结束 STS=0。

(9) 10VIN 为模拟信号输入, 单极性 0~10V, 双极性  $\pm 5V$ ; 20VIN 为模拟信号输入, 单极性 0~20V, 双极性  $\pm 10V$ ; REFIN 为参考电压输入; REFOUT 为参考电压输出。

(10) BIP: 双极性偏置。

AD574A 内部有三态输出锁存器, 可直接与 CPU 相连 (如将 AD574A 的高 8 位连接到系统总线的 D7~D0, 将低 4 位连接到系统总线的 D3~D0), 也可通过 I/O 接口芯片与 CPU 相连。图 3.4-22 所示为 AD574A 通过并行接口芯片与 CPU 连接实例。

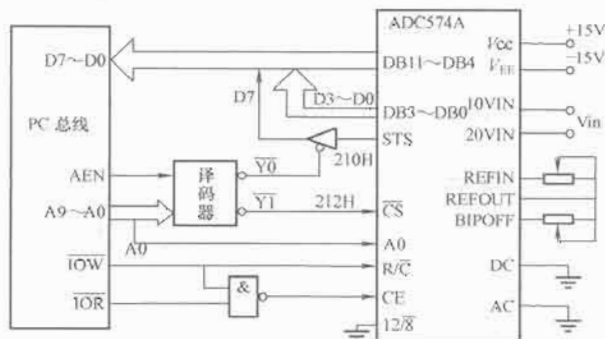


图 3.4-22 AD574A 通过并行接口芯片与系统总线相连

#### 4.6 电压/频率型 A/D 转换器

电压/频率 (V/F) 型 ADC 分辨率较高, 易实现隔离, 但转换速度慢, 对工频干扰有一定的抑制能力, 适合在远距离测量系统中应用。

V/F 型 ADC (VFC) 主要由两部分组成, 一是 V/F 转换器 VFC, 二是计数器 (用于测量频率)。实现 VFC 的方法很多, 其基本方法如图 3.4-23 所示。

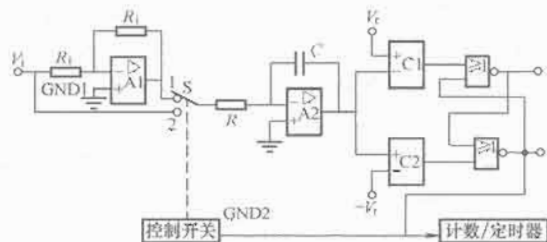


图 3.4-23 VFC 电路原理图

当开关 S 倒向 1 时, 积分电容 C 正向充电, 经过时间  $t_1$  后输出电压  $V_o \geq +V_r$  ( $+V_r$  为正向参考电压), 比较器 C1 的输出为 “1”; 当开关 S 倒向 2 时, 积分电容 C 负向充电, 经过时间  $t_2$  后  $V_o \leq -V_r$  (负向参考电压), 触发器翻转; 当开关 S 又倒向 1 时, 积分电容 C 再次正向充电。重复上述过程, 便得到频率  $f$  随电压变化的波形, 积分器的输出波

形如图 3.4-24 所示。

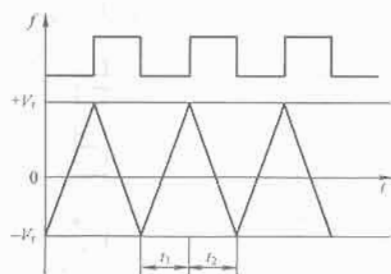


图 3.4-24 VFC 输出波形

可以证明

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{V_i}{2(|V_r| + |-V_r|)RC}$$

由此可见, 由于  $V_r$ 、 $-V_r$ 、 $R$  和  $C$  都是固定不变的常数, 因此输出频率与输入电压成正比。计算机随机读取单位时间内的脉冲数, 就可得到输入电压的转换结果。

#### 4.7 多路模拟开关及采样保持电路

在数据采集系统中, 被采集的模拟信号可能不止一路, 而计算机在任意时刻只能接收一路信号。当有多路模拟信号输入时, 需要利用多路模拟开关按一定顺序轮流切换各路模拟信号输入通道, 以达到分时测量的目的。

ADC 对模拟信号的转换需要一定的转换时间, 而模拟信号是动态变化的, 如果信号变化较快, 就可能引起测量的不确定误差。为了保证 A/D 转换的精度, 在 A/D 转换时间内需要被转换的信号保持不变, 则需在 A/D 转换器前加入采样保持电路。如果模拟输入信号为直流或随时间变化较为缓慢 (远小于 A/D 转换的速度), 则可以不加采样保持电路。

因此, 一个完整的模拟量数据采集系统, 除包括 CPU、ADC、传感器及相应信号调理电路外, 还应包括多路模拟开关和采样保持电路。

##### 4.7.1 多路模拟开关

多路模拟开关不应影响系统的精度和速度, 因此应具备以下特点: 导通静态电阻不宜太大, 开路静态电阻无穷大, 切换速度越快越好。多路模拟开关有的做成专门芯片, 有的则与 ADC 做在同一个芯片内 (如 ADC0809)。

目前, 大多数模拟开关的主要性能指标如下:

- (1) 导通电阻: 100~400Ω。
- (2) 开关接通电流: 约 20mA。
- (3) 开关断开漏电流: 0.2~2nA。
- (4) 通道切换时间: 约 100ns。

常见的多路模拟开关还有 AD7501/7502/7506、CD4051/4502/4503 等, 其特点各有不同, 用户可根据实际情况进行合理选择。下面对 AD7501 和 CD4051 作简要介绍。

(1) AD7501 是 8 通道单向模拟开关, 具备多路输入、一路输出的功能, 其引脚如图 3.4-25 所示。EN 为高电平有效; A2、A1、A0 为通道选择信号, 产生 8 选 1 信号, 负责选通多路输入信号 S7~S0 中的某一路并由公共端 OUT 输出。

(2) CD4051 是 8 通道双向模拟开关, 既可多线输入、一线输出, 又可一线输入、多线输出。其引脚如图 3.4-26

所示。INH 为片选信号，低电平有效；C、B、A 为通道选择信号，产生 8 选 1 信号，负责选通多路输入信号 S7~S0 中的某一路并由公共端 COM 输出。也可由 COM 端输入，输出到 C、B、A 选中的某一路输出，因此是双向通道。

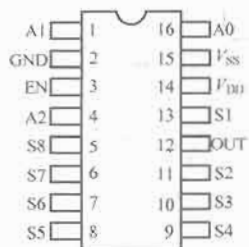


图 3.4-25 AD7501 引脚图

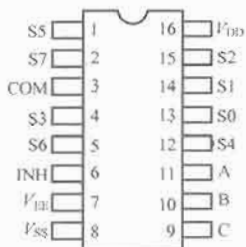


图 3.4-26 CD4051 引脚图

利用模拟开关集成芯片可以实现通道数的扩展。由两片 CD4051 组成的 16 路模拟开关电路如图 3.4-27 所示，当数据线 D3~D0 在 0000B~1111B 之间变化时，可选中 16 个通道中的任一路。

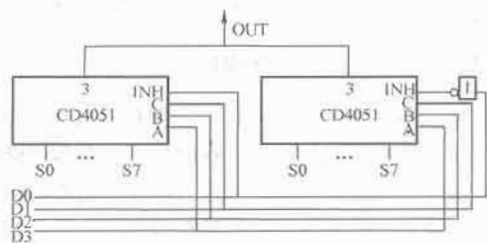


图 3.4-27 CD4051 组成的 16 路模拟开关电路

#### 4.7.2 采样保持电路

采样保持电路包括采样和保持两种状态。采样时电路输出能够跟踪输入的模拟信号，转换时电路输出保持采样结束瞬间的模拟信号电平，直到进入下次采样状态为止。

基本的采样保持电路如图 3.4-28 所示，由模拟开关 S、运算放大器 A1、A2 和保持电容 C 组成。其中运算放大器 A1 和 A2 接成跟随器，电路的工作状态由方式控制输入决定。在采样状态下，开关 S 闭合，跟随器 A1 很快给保持电容 C 充电，输出则随输入的变化而变化。当处于保持状态时，开关 S 断开，跟随器 A2 因具有较高的输入阻抗而具备隔离作用，电容 C 将保持 S 断开时的充电电压不变，直到进入下一次采样状态。

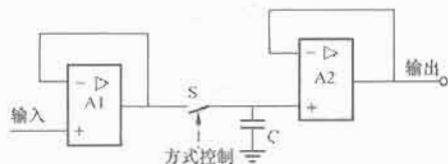


图 3.4-28 采样保持电路原理图

采样保持电路的主要性能指标如下：

(1) 孔径时间：指从发出保持命令到开关完全打开所需要的时间。孔径时间一般为 10~20ns，这种延迟引起的转换误差称为孔径误差，孔径误差与模拟输入信号的频率成正比。

(2) 捕捉时间：指从开始采样到采样保持电路的输出达到当前模拟输入信号的值所需要的时间。该时间与保持电容的大小、运算放大器频响时间及输入信号的变化幅度有关。

(3) 保持电压压降：指在保持状态下，由于运算放大器输入电流和电容自身漏电等引起的保持电压的下降。

采样保持电路常做成专用芯片（称为采样保持器），如 AD582、LF198 等。AD582 的结构如图 3.4-29 所示。它由输入缓冲放大器、模拟开关和结型场效应管集成的放大器组成，只需外接合适的保持电容就可完成采样保持功能。

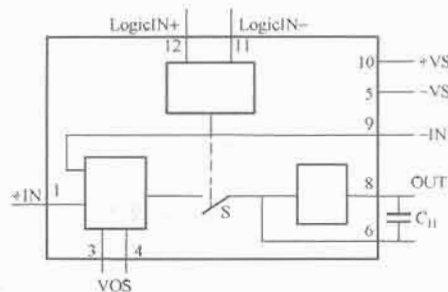


图 3.4-29 AD582 结构示意图

采样保持器接于模拟输入信号和 A/D 转换器之间，其工作状态可由编程实现的控制信号控制，也可以由 A/D 转换器的状态信息来控制。图 3.4-30 所示为 ADC574 与 AD582 的连接电路，其中外接的保持电容 C 为 510pF，工作状态则由 ADC574 的 STS 进行控制。

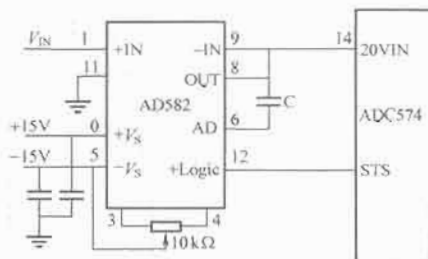


图 3.4-30 ADC574 与 AD582 的连接电路

## 5 模拟量输出接口技术

当计算机应用于实时控制时，其被控对象的有关参量往往是一些在时间和幅值上连续变化的物理量（模拟量）。由于计算机接收、处理和输出的只能是非连续的数字量，因此需要在计算机与被控对象之间配置一种能把数字量转换为模拟量的接口——数/模转换器。显然，数/模转换器（DAC）是模拟量输出接口中的重要组成部件。

### 5.1 D/A 转换器的主要技术指标

DAC 的主要技术指标包括静态指标、动态指标、工作条件指标。静态指标主要有分辨率和转换精度，动态指标通常以转换时间和尖峰等参数表示，而工作条件指标主要有反映环境、温度影响的各种温度系数。用户在选择时最关心的主要是转换精度和转换时间。

(1) 分辨率。DAC 输入一个数码就有一个相应的最小能识别的量化输出电压，称为量化单位或量化步长。DAC 的分辨率通常用输入数字量只有最低有效位为 1 时的最小输出电压与输入数字量的有效位全为 1 时对应的最大输出电压之比表示，即分辨率 =  $1/(2^n - 1)$ 。习惯上常用输入二进制数位表示分辨率，如 DAC0832 的分辨率为 8 位，AD7542 的分辨率为 12 位。

当位数  $n$  很大时，分辨率就等于  $1/2^n$ 。如对于 10 位 DAC，其分辨率为  $1/2^{10} = 1/1024$ ，表示它可以对满量程的  $1/1024$  的增量做出反应。若  $V_{ref} = 5V$ ，则 12 位 DAC 的分辨率为 5mV。显然，DAC 位数越多，则分辨率越高。转换

时,对应输入数字量最低位的模拟电压量值越小就越灵敏。

(2) 转换精度。DAC 的转换精度有绝对转换精度和相对转换精度之分。绝对转换精度是指转换器实际输出电压与理论值之间的误差,该误差是由于 DAC 的增益误差、零点误差、非线性误差等因素造成的。通常用数字量位数作为度量绝对转换精度的单位,如精度为  $\pm 1/2\text{LSB}$ 。如果满量程为 10V,则 12 位 DAC 的绝对转换精度为 1.22mV。

相对转换精度亦称为线性度,是指满刻度已校准的情况下,对应于任一数码的输出模拟量与理论值之差相对于满刻度的百分比,如 10 位 DAC 的相对转换精度为 0.1%。通常相对转换精度比绝对转换精度更具实用性。

值得注意的是,转换精度和分辨率是两个不同的概念。转换精度是指转换后所得的实际结果对于理想值的接近程度,而分辨率是指能够对转换结果发生影响的最小输入量。即便对于分辨率很高的 DAC,由于温度、漂移、线性度不良等原因,可能并不一定具有很高的转换精度。

(3) 转换时间。DAC 的转换时间又称建立时间,是指 DAC 中的输入代码有满度值的变化时,其输出模拟电压(或电流)达到满度为  $\pm 1/2\text{LSB}$  时所需要的时间。不同型号的 DAC,其建立时间不同。电流型 DAC 转换较快,一般在几百纳秒到几微秒之内;而电压型 DAC 转换较慢,建立时间主要取决于运算放大器的响应时间。

DAC 中的电阻网络、模拟开关和驱动电路均为非理想电阻性器件,各种寄生参量及开关电路的延迟响应特性均会使转换器产生过渡过程。实际建立时间的长短不仅与转换器本身的转换速率有关,还与数字量变化的大小有关。输入数字量从全 0 变为全 1(或从全 1 变为全 0)时建立时间最长,称为满量程变化的建立时间,一般手册上给出的都是满量程变化的建立时间。

(4) 非线性误差。DAC 的非线性误差定义为实际转换特性曲线与理想特性曲线之间的最大偏差,并用该偏差相对满量程的百分数度量。非线性误差反映了 DAC 在输入数字量变化时,输出模拟量按比例关系变化的程度。理想的 DAC 是线性的,但实际上有误差,一般要求非线性误差不大于  $\pm 1/2\text{LSB}$ 。

## 5.2 D/A 转换的方法和原理

D/A 转换原理如图 3.4-31 所示。在 D/A 转换电路中,数字量输入作为电子开关的控制电平,使所有电子开关和电阻解码网络一起工作,在基准电压的参照下得到用二进制加权合成的输出电流和电压。从电阻解码网络直接得到的是模拟电流,可利用运算放大器完成模拟电流到模拟电压的转换。

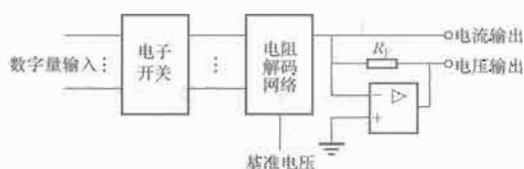


图 3.4-31 D/A 转换原理

DAC 芯片品种繁多,包括有权电阻 DAC、T 型电阻 DAC、电容型 DAC 和权电流 DAC 等。各种 DAC 在电路结构上通常都由基准电源、解码网络、运算放大器和缓冲寄存器部件组成,不同的 DAC 的主要差别在于不同的解码网络形式。这里简要介绍权电阻和 T 型电阻 DAC 的工作原理。

### 5.2.1 权电阻 DAC

权电阻 DAC 电路如图 3.4-32 所示,与二进制代码对应

的每个输入位各有一个模拟开关和一个权电阻。当某一位数字输入代码为 1 时,开关合上,将该位的权电阻接至基准电压源以产生相应的权电流。此权电流流入运算放大器的求和点,转换成相应的模拟电压输出。当数字输入代码为 0 时,开关断开,因而没有电流流入求和点。

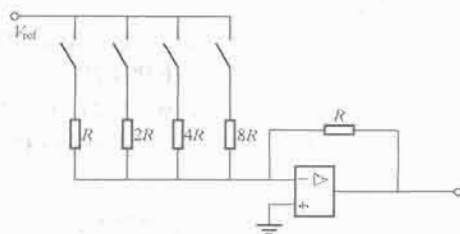


图 3.4-32 权电阻 DAC 电路原理图

当二进制位数为  $n$  时,输出模拟量与输入数字量之间关系的一般表达式为

$$V_o = -\frac{R_f}{2^n R} V_{ref} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i D_i = -\frac{M}{2^n} V_{ref} \frac{R_f}{R}$$

式中:  $D_i=0$  或 1,表示二进制数各位的值;  $M$  表示二进制数的数值。

权电阻 DAC 虽然简单、直观,但当位数较多时,电阻的阻值范围太大,在生产工艺上难以实现。例如转换位数为 12 位时,电阻的阻值范围将达到 4096:1,如果最高位(MSB)权电阻阻值是 10k $\Omega$ ,则最低位(LSB)权电阻阻值将高达 40.96M $\Omega$ 。

### 5.2.2 T 型电阻 DAC

T 型电阻 DAC 电路如图 3.4-33 所示。由于整个电阻解码网络只需要  $R$  和  $2R$  两种电阻,很容易实现。在集成电路中,由于所有元件都在同一芯片上,电阻的特性很一致,精度与误差问题也可以得到较好的解决。其中,开关  $S_0 \sim S_3$  分别代表对应的 1 位二进制数。任一数据位  $D_i$  为 1,表示开关  $S_i$  倒向右边;  $D_i$  为 0,表示开关  $S_i$  倒向左边(接虚地,无电流)。

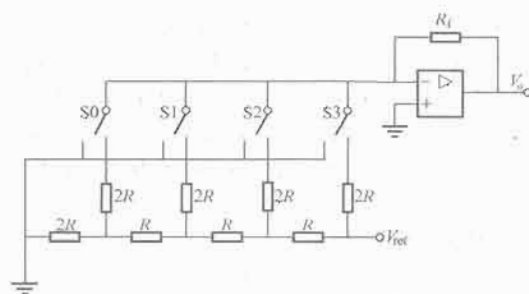


图 3.4-33 T 型电阻 DAC 电路原理图

当二进制位数为  $n$  位时,输出模拟量与输入数字量之间关系的一般表达式为

$$V_o = -\frac{R_f}{2^n R} V_{ref} \sum_{i=0}^{n-1} 2^i D_i = -\frac{M}{2^n} V_{ref} \frac{R_f}{R}$$

式中:  $D_i=0$  或 1,表示二进制数各位的值;  $M$  表示二进制数的数值。

## 5.3 D/A 转换集成芯片的选择要点

在设计模拟量输出接口时,合理选择 DAC 芯片是很重要的环节。选择依据主要从芯片的功能特点、结构组成和应用特性等几个方面进行考虑。随着大规模集成电路技术的飞速发展,DAC 芯片的功能、结构和性能等不断得到改进,

为微机应用系统和接口设计人员提供了极大的方便。

DAC 芯片品种繁多,有通用、廉价的 DAC(如 AD7524、DAC0832),有高速、高精度的 DAC(如 AD562、AD7541),还有高分辨率的 DAC(如 DAC1210、DAC1136)等,应尽可能选择性价比高的集成芯片以满足不同应用的需要。

### 5.3.1 DAC 的分类

DAC 芯片按功能和结构的不同以及使用的方便程度大致可以分为三种类型。第一类为简单功能性结构的 DAC 芯片,第二类是与微机完全兼容的 DAC 芯片,第三类称之为超级型 DAC 芯片。几种常用的 DAC 芯片的特点和性能见表 3.4-3。

表 3.4-3 几种常用 DAC 芯片的特点和性能

序号	芯片型号	位数	转换时间 (ns)	非线性误差 (%)	工作电压 (V)	基准电压 (V)	功耗 (mW)
1	DAC0832	8	1000	0.2~0.05	+5~+15	-10~+10	20
2	AD7520	10	500	0.2~0.05	+5~+15	-25~+25	20
3	AD561	10	250	0.05~0.025	VCC+5~+16 VEE-10~-16		VCC8~10 VEE12~14
4	AD7521	12	500	0.2~0.05	+5~+15	-25~+25	20
5	DAC1210	12	1000	0.05	+5~+15	-10~+10	20

AD7520、AD7521 为简单功能性结构的 DAC 芯片。这类芯片仅具有从数字量到模拟电流转换的简单功能,芯片内部无输入锁存器和参考电压源。使用这类芯片与微机连接时,必须外加数字量输入锁存器、参考电压源和电流/电压转换电路。如果不外加锁存器,DAC 芯片必须通过 I/O 端口与微机相连接。

与微机完全兼容的 DAC 芯片有 DAC0832、DAC1210 等。这类芯片内部具有数字量输入锁存功能电路,满足了微机的总线控制要求,可以与系统数据总线直接相连;带有数据寄存器和 D/A 转换控制,CPU 可以直接控制数字量的输入与转换。同时,这类芯片一般使用与 CPU 相同的单一电源。

超级型 DAC 芯片有 AD561 等。这类芯片是功能与结构最好、应用特性最佳的 DAC,芯片内部已带有参考电压源,大多数芯片有输出放大器,可实现模拟电压的单极性或双极性输出。

### 5.3.2 DAC 的选择要点

(1) 主要性能指标的选择。首先要合理选择分辨率、转换精度和转换速度以满足设计任务所要求的技术指标。需要注意的是,一般位数越多转换精度越高,但转换时间也越长,价格随速度和精度的提高而增加。

(2) 锁存特性与转换控制的选择。DAC 芯片内部是否带有数据输入锁存缓冲器,将直接影响与微机的接口设计。如果选用前面介绍的第一类芯片,还必须外加数字量输入锁存器等,否则只能通过具有输出锁存功能的 I/O 端口为 DAC 传送数字量。但是,如选用第二类或第三类芯片,接口设计就大为简单。

(3) 数字输入输出特性的选择。数字输入特性包括接收数据的码制、数据格式以及逻辑电平,大多数 DAC 芯片只能接收自然的二进制数字代码。当输入数据为 2 的补码或偏移码等双极性数码时,应外加适当的偏置电路。

DAC 芯片输入数据的格式大多数为并行码,目前也有

少数芯片内部有移位寄存器(如 AD7522、AD7543 等),可以接收串行输入码。

对于输入逻辑电平的要求可以分为两大类:一类 DAC 使用固定的阈值电平,一般只能与 TTL 或低压 CMOS 电路相连;另一类可以通过对逻辑电平控制或阈值电平控制端加合适的电平,使 DAC 能分别与 TTL、高低压 CMOS 或 PMOS 器件直接连接。

(4) 参考电压源的配置。参考电压源是影响 DAC 输出结果的唯一模拟参量,对 D/A 转换接口的工作性能和电路结构有很大影响。上述第三类超级型芯片内部带有低漂移精密参考电压源,不仅能保证很高的转换精度,而且也使接口电路得到简化。目前大多数 DAC 芯片不带参考电压源,使用这类芯片时,为了方便地改变输出模拟电压的范围和极性,必须配置合适的外接参考电压源。

### 5.4 D/A 转换器与微机系统的连接

DAC 与微机的接口设计主要是解决微机数据总线与 DAC 的连接问题,以便微机控制转换器进行正确地转换。由于 DAC 芯片的结构特性不同,应用特性的差别很大,使得它们与微机的接口形式可以多种多样。

对于前述的第二类和第三类 DAC 芯片,由于它们具有与微机完全兼容的结构,大多可以直接与微机相连,因此接口电路一般较为简单。对于第一类简单廉价的集成芯片,必须利用外加三态门和数据输入锁存器与 CPU 相连,或者利用并行 I/O 接口芯片与 CPU 相连。

(1) 不带数据输入寄存器的 DAC 的使用。对于一个 DAC 器件来说,当数据量加到其输入端时,在输出端将随之建立相应的电流或电压,并随输入数据的变化而变化。同理,当输入数据消失时,输出电流或电压也会消失。

微机系统的 CPU 执行输出指令后,数据在总线上的保持时间只有两个时钟周期,因而模拟量在输出端的保持时间也很短。但在实际应用中,要求 DAC 输出的电流或电压在下次数据输入前保持不变,为此就要求在 DAC 的前面增加一个数据锁存器后再与微机系统总线相连。图 3.4-34 所示为 8 位 DAC 通过一个数据锁存器与系统总线相连的实例。

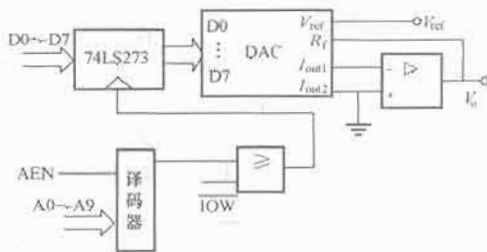


图 3.4-34 DAC 通过数据锁存器与系统总线相连的实例

(2) 带有数据输入寄存器的 DAC 的使用。这类 DAC 实际上是将外围寄存器集成在同一个芯片中,使用时就可以直接将 DAC 与数据线相连。图 3.4-35 所示为 8 位 DAC 直接与系统总线相连的实例。

(3) 8 位以上的 DAC 的使用。对于 8 位数据总线的微机系统来说,如果 DAC 超过 8 位,则需用一个 8 位以上的数据锁存器。图 3.4-36 所示为 12 位 DAC 通过两个数据锁存器与系统总线相连的实例,CPU 通过两条输出指令向两个数据锁存器对应的端口地址输出 12 位 DAC 的数据。



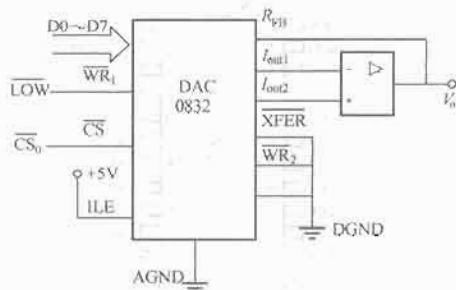


图 3.4-35 8 位 DAC 直接与系统总线相连的实例

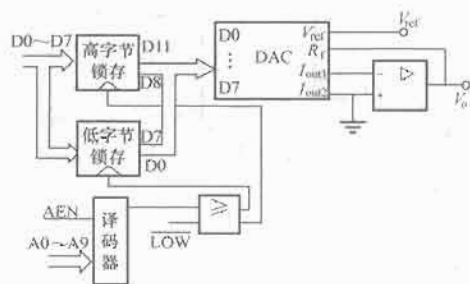


图 3.4-36 12 位 DAC 通过两个数据锁存器与系统总线相连的实例

## 5.5 多路数字量的转换

在实际应用中,往往需要将多路数字量转换成模拟量,可以采用两种方法实现。

### 5.5.1 多路独立方式

每一路 D/A 转换各采用一个 DAC,如图 3.4-37 所示。它的工作原理是:输入数据缓冲器将输入到各路的数据进行缓冲驱动后,同时传送到  $n$  路 DAC 的输入端。究竟作为哪一路 DAC 的有效数据,由通道选择器产生的选通信号决定。

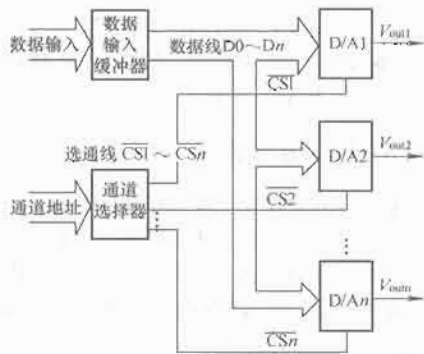


图 3.4-37 多路独立方式工作原理图

这种方式比较简单,各路 DAC 具有相对独立性,由于每路都有寄存器,所以一旦有数据输入某路的 DAC,它就把该数据一直保存到新的数据输入。这种方法可达到较高的精度,但所需的 DAC 芯片多,成本高。

### 5.5.2 多路复用方式

多路 D/A 转换只用一个 DAC,用多路模拟开关加多个采样保持放大器(每路一个)来实现,如图 3.4-38 所示。其工作原理是:利用采样放大器,在通道地址的控制下,利用一个 DAC 的输出经过多路模拟开关分时分配给多路输出。

多路复用方式的优点是成本低,但电路结构复杂,精度

差,可靠性下降,而且需要占用主机时间定时刷新。随着集成电路 DAC 芯片价格的不断下降,微机测控系统多数采用多路独立方式。

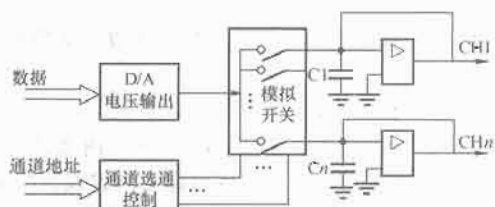
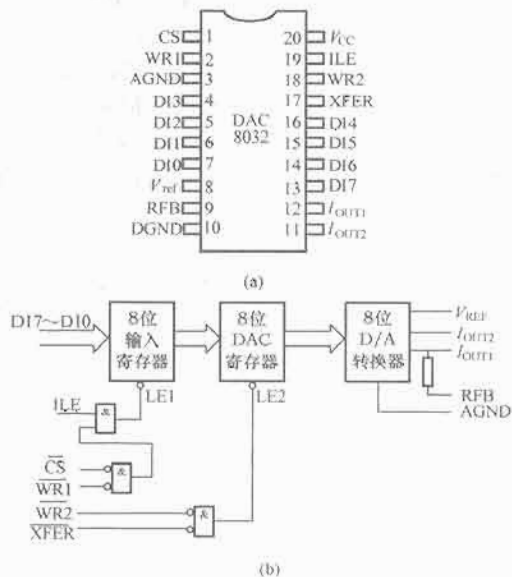


图 3.4-38 多路复用方式工作原理图

## 5.6 典型 D/A 转换器简介

### 5.6.1 DAC0832

图 3.4-39 所示为 DAC0832 的引脚及内部结构框图。芯片内有一个 8 位的 DAC 寄存器,形成两级缓冲方式,这样可使 DAC 在转换输出前一个数据的同时,采集下一个数据并送到 8 位输入寄存器,以提高 D/A 的转换速度。更重要的是,DAC0832 能够在多个转换器分时进行 D/A 转换时,同时输出模拟信号,使多个转换器并联工作,以增加转换位数,达到提高转换精度的目的。

图 3.4-39 DAC0832 的引脚及内部结构框图  
(a) 引脚排列; (b) 内部结构

(1) 主要特性如下:

- 1) 数字输入端具有双重缓冲功能,可以双缓冲、单缓冲或直通数字输入。
- 2) 与所有通用微处理器有直接的接口。
- 3) 满足 TTL 电平规范的逻辑输入。
- 4) 分辨率为 8 位,满刻度误差为  $\pm 1\text{LSB}$ ,建立时间为  $1\mu\text{s}$ ,功耗为  $20\text{mW}$ 。
- 5) 电流输出型 D/A 转换器。

(2) 引脚功能: DAC0832 芯片为 20 脚双列直插式封装,其引脚功能说明如下。

- 1)  $\overline{\text{CS}}$ : 片选信号,输入寄存器选择信号,低电平有效。与输入锁存允许信号 ILE 共同决定是否起作用。
- 2) ILE: 输入锁存允许信号,高电平有效。
- 3)  $\overline{\text{WR1}}$ : 写信号 1,作为第一级锁存信号将输入数据锁存到输入寄存器中, $\overline{\text{WR1}}$ 必须和  $\overline{\text{CS}}$ 、ILE 同时有效。
- 4)  $\overline{\text{WR2}}$ : 写信号 2,将锁存在输入寄存器中的数据送到

DAC 寄存器中进行锁存, 此时传输控制信号 XFER 必须有效。

5) XFER: 传输控制信号, 用来控制 WR2。

6) DI0 ~ DI7: 8 位数据输入端, DI7 为 MSB, DI0 为 LSB。

7) I<sub>OUT1</sub>: 模拟电流输出端, 常接运算放大器的反相输入端。

8) I<sub>OUT2</sub>: 模拟电流输出端,  $I_{OUT2} + I_{OUT1} = \text{常数}$ 。

9) RFB: 反馈电阻引出端。DAC0832 内部已经有反馈电阻, 所以 RFB 端可以直接接到外部运算放大器的输出端。

10) V<sub>REF</sub>: 参考电压输入端。此端可接正电压, 也可接负电压, 范围为  $(-10 \sim +10)\text{V}$ 。

11) V<sub>CC</sub>: 芯片供电电压, 范围为  $(+5 \sim +15)\text{V}$ , 最佳工作状态为  $+15\text{V}$ 。

12) AGND: 模拟地, 即模拟电路接地端。

13) DGND: 数字地。

为保证 DAC0832 可靠工作, 要求 WR2 和 WR1 的宽度不小于 500ns, 若  $V_{CC} = 15\text{V}$ , 宽度则可为 100ns; 输入数据的保持时间不少于 90ns; 不用的数字输入端应根据要求接地或接  $V_{CC}$ 。

(3) 工作方式: DAC0832 有以下三种工作方式。

1) 双缓冲方式: 数据经过双重缓冲后再送入 D/A 转换电路, 执行两次操作才能完成一次 D/A 转换。这种方式可在 D/A 转换的同时, 进行下一数据的输入, 可提高转换速率。

2) 单缓冲方式: 不需要多个模拟量同时输出时, 可采用此方式。此时两个寄存器之一处于直通状态, 输入数据只经过一级缓冲即送入 D/A 转换器, 只需执行一次写操作即可完成 D/A 转换。

3) 直通方式: 此时两个寄存器均处于直通状态, 因此要将 CS、WR1 和 WR2 端都接数字地, ILE 接高电平, 数据直接送入 D/A 转换电路。这种方式可用于一些不采用微机控制的系统中。

### 5.6.2 DAC1210

DAC1210 是一个 12 位 D/A 转换的电流输出型芯片, 采用 24 脚双列直插式封装, 输入端与 TTL 兼容, 具有 12 位双缓冲输入寄存器, 可对输入数据进行双重缓冲, 与微处理器接口方便。

(1) 主要特性如下:

- 1) 分辨率: 12 位。
- 2) 建立时间为  $1\mu\text{s}$ , 转换速度快。
- 3) 线性度好, 温漂小。
- 4) 功耗低, 约 20mW。
- 5) 外接  $\pm 10\text{V}$  的基准电压, 工作电源为  $+5 \sim +15\text{V}$ 。

(2) 引脚功能: DAC1210 的引脚及内部结构如图 3.4-40 所示, 它与 DAC0832 非常相似。

12 位输入寄存器由一个 8 位寄存器和一个 4 位寄存器组成, 4 位寄存器的输入允许端 LE 受 CS、WR1 的控制, 8 位寄存器的输入允许端 LE 除受 CS、WR1 的控制外, 还受 BYTE1/BYTE2 控制。

当 CS、WR1 同为低电平时, 若 BYTE1/BYTE2 为高电平, 两个寄存器的 LE 端均有效, 输入的 12 位数据可进入 12 位输入寄存器; 若 BYTE1/BYTE2 为低电平, 则只有 4 位寄存器选通, 使低 4 位输入数据进入输入寄存器。

(3) DAC1210 有两种连接方法。

1) 当 DAC1210 与 16 位微机数据总线相连时, 其 12 位数据输入线可分别连接至数据总线的低 12 位上, 12 位数据输入可通过一次写操作完成。

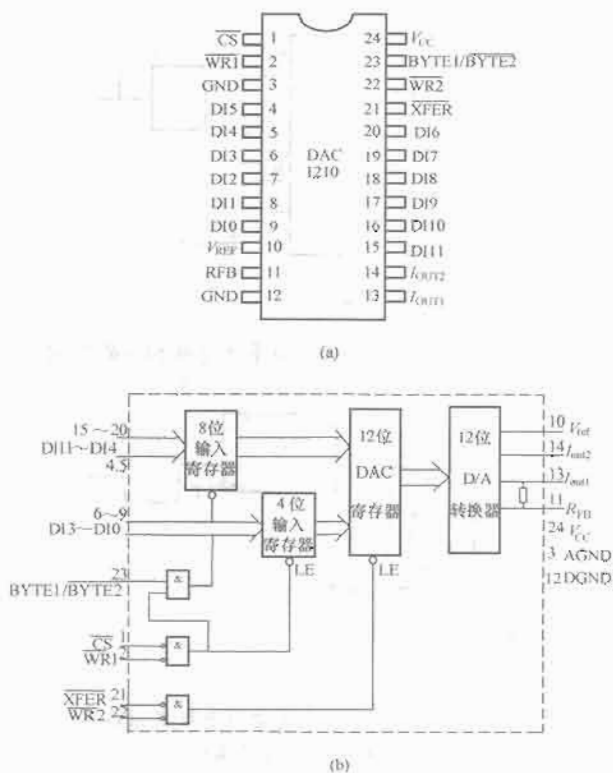


图 3.4-40 DAC1210 的引脚及内部结构框图  
(a) 引脚; (b) 内部结构

2) 当 DAC1210 与 8 位数据总线相连时, DI11 ~ DI4 连接数据总线 D7 ~ D0, DI3 ~ DI0 连接数据总线 D3 ~ D0 或 D7 ~ D4。显然, 12 位输入数据应分为两次写入。

由于 4 位寄存器的 LE 端只取决于 CS、WR1, 所以两次写入都会写入 4 位寄存器。两次写入应先对 8 位寄存器写入, 此时应使 BYTE1/BYTE2 为高电平。8 位数据输入后, 使 BYTE1/BYTE2 端为低电平, 进行第二次写入, 此时只输入 4 位数据到 4 位寄存器中。当 12 位输入数据进入 12 位输入寄存器后, 再选通 12 位 DAC 寄存器, 将输入数据送至 12 位 D/A 转换器进行 D/A 转换。DAC 寄存器和 D/A 转换器部分与 DAC0832 相似, 在此不再赘述。

## 6 模拟量调理与功率放大

模拟量调理与功率放大主要包括模拟量输入信号的滤波和模拟量输入输出信号的放大两个环节, 模拟量输入信号的滤波与放大是将传感器输出的不规则信号转换成符合 A/D 工作要求的规则信号, 为微机系统的数据采集做准备。

### 6.1 模拟量输入信号的滤波

滤波是指模拟量输入信号中一定频率范围内的信号能顺利通过且衰减很小, 而在此频率范围之外的信号衰减很大。实现这一功能的电路通常称为滤波器。

滤波器可以用一些无源元件如电阻、电感、电容构成, 称为无源滤波器。无源滤波器电路的增益小, 驱动负载能力差。有源滤波器是指滤波器中除了使用 R、C 等无源元件外, 还应用了集成运放等有源器件。与无源滤波器相比, 有源滤波器具有体积小, 质量小, 输入、输出阻抗易于匹配, 频率特性调整方便, 且具有放大作用等优点, 因此在通信、测量及控制等领域获得了十分广泛的应用。

滤波器按特性可分为低通、高通、带通和带阻等类型, 理想幅频特性如图 3.4-41 所示。

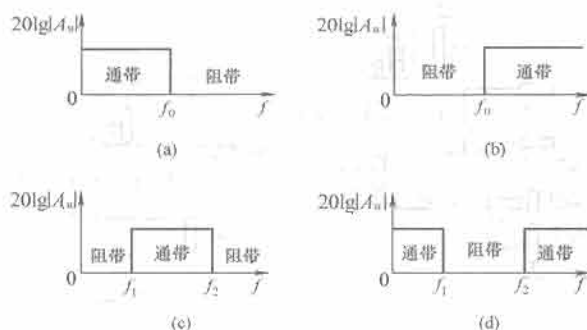


图 3.4-41 滤波器的理想幅频特性

(a) 低通; (b) 高通; (c) 带通; (d) 带阻

## 6.1.1 低通滤波器

低通滤波器允许低频率信号通过, 将高频信号衰减。

## 6.1.1.1 一阶低通滤波器

图 3.4-42 所示为一阶低通有源滤波器及其对数幅频特性。

其增益为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{A_{up}}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

式中:  $A_{up}$  为通带放大倍数,  $A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ ;  $f_0$  为截止频率,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

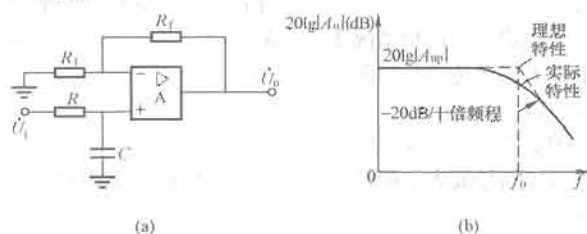


图 3.4-42 一阶低通有源滤波器

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

可以看出, 信号频率较低时有较大增益, 其值为  $20\lg |A_{up}|$ ; 当频率较高时, 增益下降。另外, 上述滤波器的滤波效果不够好, 在理想情况下, 当  $f > f_0$  时, 滤波器的输出应迅速衰减到零 (或放大倍数衰减到零), 而图 3.4-42 所示的对数幅频特性的斜率是  $-20\text{dB}/十倍频程$ 。因此, 为了使  $f > f_0$  时信号衰减得快些, 更接近于理想特性以获得较好的滤波效果, 可以采用二阶有源滤波电路。

## 6.1.1.2 二阶低通滤波器

将两级 RC 电路串联起来便可形成二阶低通滤波电路, 这样在高频段, 对数幅频特性的斜率是  $-40\text{dB}/十倍频程$ , 滤波效果比一阶要好。但为了使输出电压在高频段迅速下降的同时, 在接近  $f_0$  的范围内不至于下降太多, 通常第一级电容不接地而改接到输出端, 这样就构成了带反馈的二阶有源滤波电路, 如图 3.4-43 所示。

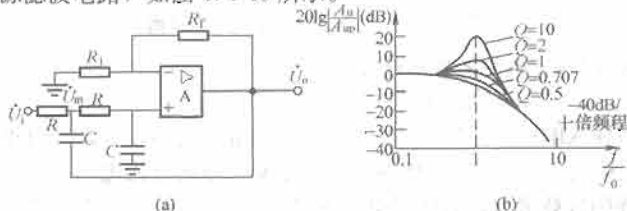


图 3.4-43 二阶低通有源滤波器

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

其增益为

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \times \frac{f}{f_0}}$$

其中  $A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ ,  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ,  $Q = \frac{1}{3 - A_{up}}$ 。

$Q$  称为品质因数, 幅频特性曲线的形状与品质因数有关, 在保持  $f_0$  一定的情况下, 调整  $Q$  值可以改变截止频率附近幅频特性的形状。二阶低通有源滤波器更接近于理想滤波器的特性, 所以滤波效果很好, 因而获得了广泛的应用。

## 6.1.2 高通滤波器

高通滤波器允许高频信号通过, 将低频信号衰减。

## 6.1.2.1 一阶高通滤波器

将一阶低通滤波器中的电阻和电容的位置互换, 即可构成相应的一阶高通滤波器, 如图 3.4-44 所示。

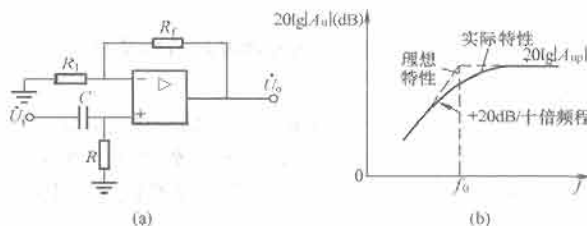


图 3.4-44 一阶高通有源滤波器

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

其增益为

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 - j \frac{f_0}{f}}$$

式中:  $A_{up}$  为通带放大倍数,  $A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ ;  $f_0$  为截止频率,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

可以看出, 在频率低段  $f < f_0$  时, 增益很小;  $f > f_0$  以后, 具有较大的增益, 因此为高通滤波器。另外, 在  $f < f_0$  且接近  $f_0$  处, 幅频特性曲线的上升斜率为  $20\text{dB}/十倍频程$ , 与理想特性相差较远, 滤波效果不好。为获得较好的滤波效果, 也可以采用二阶有源滤波电路。

## 6.1.2.2 二阶高通滤波器

在二阶有源低通滤波器的基础上, 将滤波电阻和电容的位置互换, 便可得到如图 3.4-45 所示的二阶高通有源滤波电路。

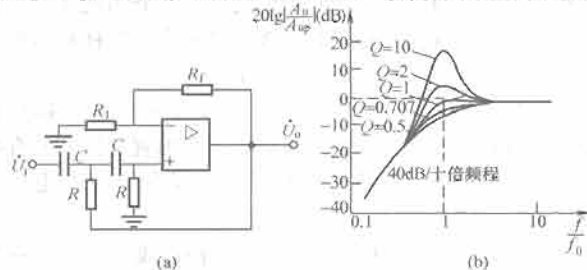


图 3.4-45 二阶高通有源滤波器

(a) 电路; (b) 对数幅频特性

其增益为

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j \frac{1}{Q} \times \frac{f_0}{f}}$$

式中:  $A_{up}$  为通带放大倍数,  $A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ ;  $f_0$  为通带截止频率,  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ ;  $Q$  为品质因数,  $Q = \frac{1}{3 - A_{up}}$ 。

### 6.1.3 带通滤波器

带通滤波器允许一定频带范围内的信号通过,而将此频带外的信号衰减。将低通滤波电路和高通滤波电路串联,使低通滤波器的截止频率  $f_0$  大于高通滤波器的截止频率  $f'_0$ ,这样两者重叠的一段  $f_0 - f'_0$  就形成了带通滤波器的通频带。二阶带通有源滤波器电路如图 3.4-46 所示。

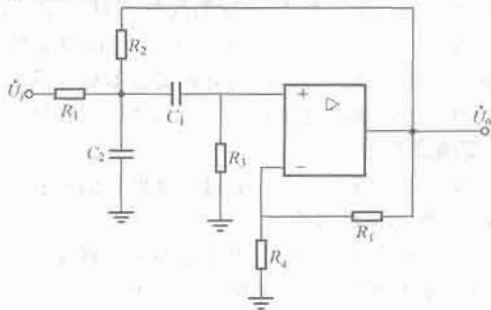


图 3.4-46 二阶带通有源滤波器电路

### 6.1.4 带阻滤波器

带阻滤波器阻止某一频带范围内的信号通过,而允许此频带以外的信号衰减。将低通滤波电路和高通滤波电路并联,则可得到带阻滤波电路。带阻有源滤波器电路如图 3.4-47 所示。

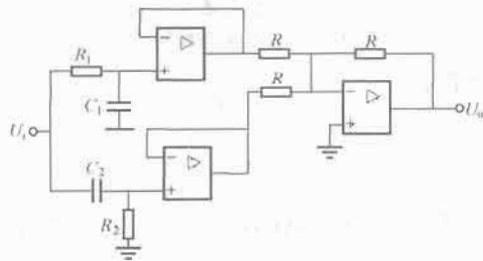


图 3.4-47 带阻有源滤波器电路

## 6.2 模拟量放大技术

模拟量输入信号往往是微弱的传感器信号,信号幅度较小,很难进行模/数转换,因此需要对这些模拟信号进行放大处理。另外,在信号输出通道、电平转换等信号处理中,信号放大技术也是不可缺少的基本环节。

### 6.2.1 运算放大器

根据各种运算放大器的特点,通常将其分为通用型、高输入阻抗型、高速型、低功耗型等。这里介绍几种典型的运算放大器,其应用电路如图 3.4-48 所示。

(1) ICL7650。ICL7650 (国产型号为 5G7650) 称作斩波零集成运放,具有很低的失调电压和偏置电流,并有高输入阻抗与高增益,温漂系数小于  $0.1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ,电源电压范围为  $(\pm 3 \sim \pm 8)\text{V}$ 。

(2) ADOP07。ADOP07 也是低漂移运放,其温漂系数为  $0.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。它还具有较高的共模输入电压范围  $(\pm 14\text{V})$  和共模抑制比 (126dB),电源电压范围为  $(\pm 3 \sim \pm 18)\text{V}$ 。

(3) CA3140。CA3140 是高输入阻抗集成运放,其输入阻抗达  $10^{12}\Omega$ ,开环增益和共模抑制比也较高,电源电压为  $\pm 15\text{V}$ 。

### 6.2.2 测量放大器

测量放大器是一种具有较高共模抑制比,适用于弱信号检测的专用运算放大器。通用的运算放大器对单纯的微弱信号可以进行信号放大,并具有一定的抗干扰能力。但对于处

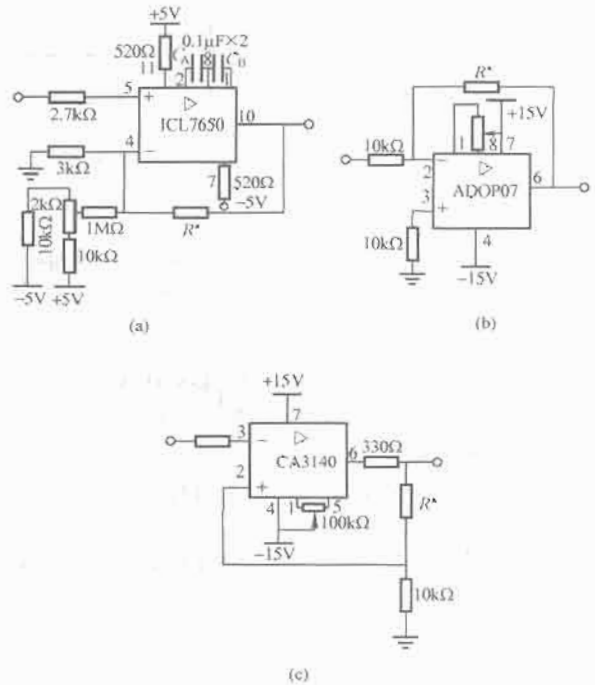


图 3.4-48 几种典型的运算放大器应用电路

(a) ICL7650; (b) ADOP07; (c) CA3140

于恶劣环境下的传感器,不仅输出信号微弱,输出端还常常受到较大噪声的干扰,而且这种噪声通常以共模噪声的形式出现。因此,在这种情况下,一般是由一组运算放大器构成测量放大器对传感器信号进行放大。

#### 6.2.2.1 功能与结构

测量放大器主要有三种功能:

- (1) 信号放大。提供高增益,可用外接电阻或软件编程进行调节。
- (2) 输入缓冲。为信号源提供一个很高的输入阻抗。
- (3) 共模抑制。用于差动输入时,具有很高的共模抑制比。

测量放大器的结构如图 3.4-49 所示。传感器的输出信号直接接到测量放大器的  $+IN$  和  $-IN$  端,因其差动输入端  $+IN$  和  $-IN$  直接与信号源相接,故有较高的抗共模干扰能力,放大倍数在  $1 \sim 1000$  之间,由外接电阻  $R_g$  进行增益调节,  $R_f$  用于增益微调。

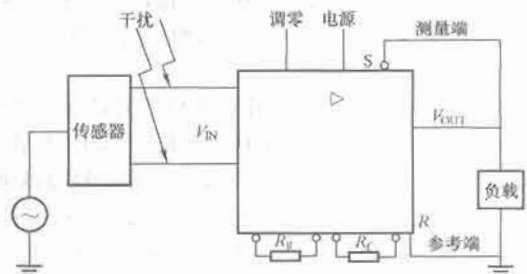


图 3.4-49 测量放大器原理结构

#### 6.2.2.2 典型集成芯片介绍

(1) AD521。AD521 是 AD 公司的第二代放大器,具有高输入阻抗、低失调电流、高共模抑制比等特点,增益可调范围为  $0.1 \sim 1000$ ,增益调整不需要精密的外接电阻,有较强的过载能力,其使用温度为  $(-25 \sim +85)^\circ\text{C}$ 。图 3.4-50 所示为 AD521 使用时的一种典型接法。

需要注意的是,在使用 AD521 时,必须给其偏置电流



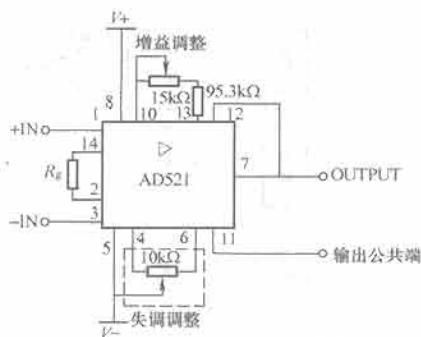


图 3.4-50 AD521 典型接法

提供返回通路。具体做法是将放大器的两个输入端之一与电源的地线相连构成回路，可以直接相连，也可以通过电阻相连。如果没有这一回路，偏流就会对杂散电容充电，使得输出电压漂移不可控制或处于饱和。

(2) AD522。AD522 为集成精密测量放大器，适用于恶劣环境下进行高精度数据采集的场合，具有高共模抑制比、低噪声、低电压漂移、低非线性等特点，可用于 12 位的数据采集系统中。

AD522 的一个主要特点是设有一个数据屏蔽端 (13 脚)，该引脚用于连接输入信号线的屏蔽层以减少外电场对输入信号的干扰，特别有利于提高交流输入时的共模抑制比。其典型接法如图 3.4-51 所示。

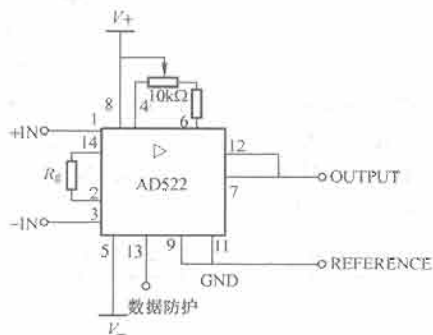


图 3.4-51 AD522 典型接法

(3) 其他测量放大器。除了 AD 公司的产品外，其他不少公司也推出了各种高质量的测量放大器，如 BB 公司生产的 INA101 系列、INA104 系列高精度测量放大器，INA102 系列低功耗高精度测量放大器，INA110 系列高速场效应管输入的测量放大器等；还有 ZF605、ZF603、BG004 等。在具体使用时，用户可根据所需使用的场合和技术要求，选择合适的测量放大器。

### 6.2.3 程控增益放大器

在微机测控系统中，除了要求测量放大器具备共模抑制能力强、高增益、低零漂、宽频带之外，还要求放大器具有增益可调的功能。当多路输入信号电平相差较大时，用同一增益的放大器放大高电平和低电平信号，就有可能使低电平信号的测量精度降低，而高电平则可能超出 A/D 转换器的输入范围。因此，工程上常采用改变放大器增益的方法实现不同幅度信号的放大，一般采用微机软件控制的办法实现增益的自动变换。具有这种功能的放大器叫做程控增益放大器。

#### 6.2.3.1 电路结构

采用程控增益放大器可使 A/D 转换器的满量程信号达到规格化，因而可以大大提高系统的测量精度。图 3.4-52

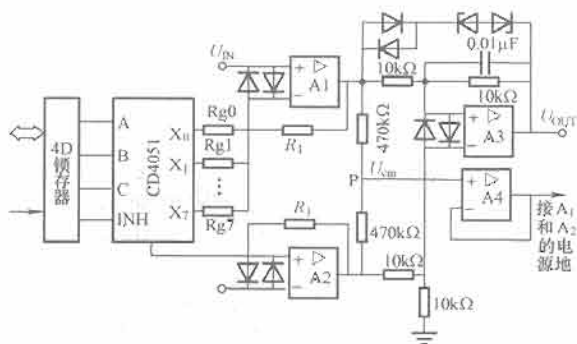


图 3.4-52 实用程控增益放大电路

所示为一实用程控增益放大器电路，欲调整测量放大器的放大倍数，可通过改变电阻 \$R\_g\$ 来实现。电压跟随器 A4 的输入取自放大器的屏蔽保护端 P，它对共模电压 \$U\_{cm}\$ 也起着抑制作用。A4 的输出近似于 \$U\_{cm}\$，并与 A1、A2 的电源地相连，使 A1、A2 的电源电压波动与 \$u\_{cm}\$ 相同，从而大大削弱共模干扰的影响。电路中 \$R\_{g0} \sim R\_{g7}\$ 的阻值可以根据不同放大倍数的要求进行选取，多路开关 CD4051 可由 CPU 通过程序进行控制。

#### 6.2.3.2 典型集成芯片介绍

(1) AD612/614。图 3.4-53 所示为程控增益测量放大器 AD612/614 的电路图。这是一个典型的三运放结构，其增益控制有两种不同的方式：一种是程控增益，通过选择片内精密电阻网络来获得；另一种是外接电阻可调增益。

1) 程控增益：当片内精密电阻网络引出端 (3) ~ (12) 分别与 GAIN 端相连时，按二进制关系建立增益，增益范围为 \$2^1 \sim 2^{10}\$。

2) 外接电阻可调增益：将一可调电阻 \$R\_g\$ 跨接在 (1)、(2) 两端，则增益为 \$K\_f = 1 + 80k\Omega/R\_g\$。

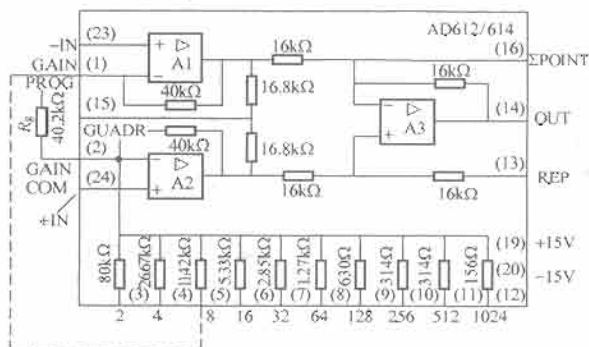


图 3.4-53 AD612/614 程控增益测量放大器电路图

该程控放大器的 (15) 端为输入保护点，该点取自 A1、A2 输出端的中点，为保护电位点。当该点通过跟随器与输入电缆的屏蔽层相连后，可屏蔽输入共模电压，提高共模抑制比，降低输入噪声。

(2) LH0084。图 3.4-54 所示为程控增益放大器 LH0084 的电路图。这是由可变增益电压跟随输入级 A1、A2 及差动输出级 A3 组成的数字程控测量放大器，开关网络由译码器和开关驱动器、双 4 通道模拟开关组成。由 CPU 改变 D1 和 D0 的输入状态，经译码后得到 4 种状态，分别控制 4 组开关 S1A—S1B、S2A—S2B、S3A—S3B、S4A—S4B。各级开关同时工作，切换不同的电阻，获得不同的输入级增益。

LH0084 的输入级增益和输出级增益分别为 \$K\_1\$ 和 \$K\_2\$，总增益为 \$K = K\_1 K\_2\$。根据不同管脚的连接方式，LH0084

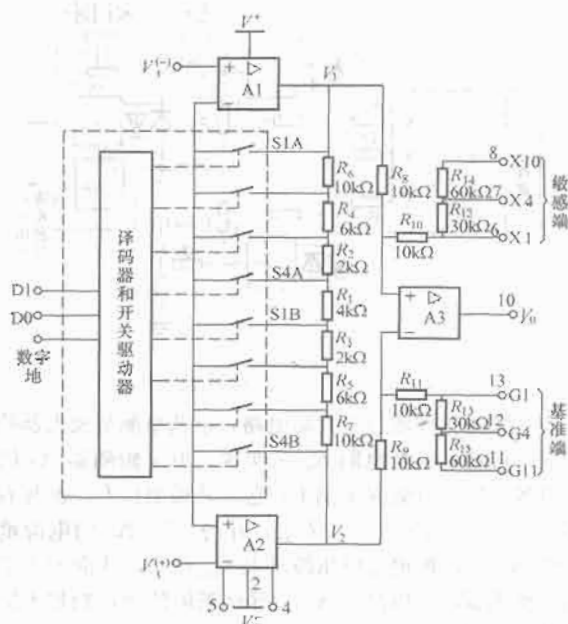


图 3.4-54 LH0084 电路原理图

可以获得不同的总增益。

## 7 模拟量隔离技术

许多使用传感器的测量仪器，其地电位的变化不仅仅是由公共阻抗造成的，且与仪表和信号元件的地电位差以及电磁感应产生的共模噪声有很大关系。为了防止共模噪声窜入系统，可以采用专用的隔离放大器。

为完成地线隔离，将放大器加上静电和电磁屏蔽浮置起来，这种放大器叫做隔离放大器，其输入和输出电路与电源没有直接的电路耦合关系。目前，隔离放大器中采用的耦合方式主要有电磁耦合和光电耦合两种。在以下场合，需使用隔离放大器：

- (1) 测量处于高共模电压下的低电平信号。
- (2) 需消除对信号源地网络的干扰（如大电流的跳变）所引起的测量误差。
- (3) 避免构成地回路及其寄生拾取问题（不需要对偏流提供返回通路）。
- (4) 保护应用系统电路不致因输入端或输出端大的共模电压造成损坏。

### 7.1 电磁耦合隔离放大器

电磁耦合方式的隔离放大器结构框图如图 3.4-55 所示。这种隔离放大器一般由高性能输入运放、调制解调器、信号变压器、输出运放和电源等几部分组成，利用电磁耦合实现载波调制，具有较高的线性度和隔离性能，但带宽一般较小。目前，在信号处理中应用最广泛的隔离放大器是变压器耦合的线性隔离放大器，如 ADI 公司的 AD277J、AD202、AD204、AD290、AD210、AD281 等。

#### 7.1.1 AD202/AD204 的特性

AD202/AD204 是常用的电磁隔离放大器，在实际中应用非常广泛，其特性如下：

- (1) 尺寸小，每英寸（约 2.54cm）可安装 4 通道。
- (2) 功率小，35mW（AD204），75mW（AD202）。
- (3) 高精度，最大非线性度为  $\pm 0.025\%$ （K 级）。
- (4) 高共模抑制比，130dB。
- (5) 频带宽，5kHz（AD204）。

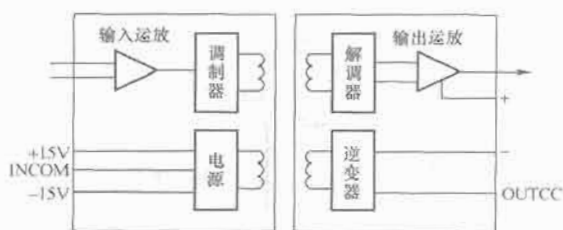


图 3.4-55 变压器耦合隔离放大器结构框图

(6) 绝缘极高，击穿电压可达  $\pm 2000V$ 。

#### 7.1.2 AD202/AD204 的工作原理

AD202/AD204 是低成本隔离放大器系列中的一个品种，其引线如表 3.4-4 所示。AD202 和 AD204 的区别在于，AD202 直接由  $+15V$  直流电压供电，而 AD204 则是通过外部提供时钟（AD246）供电。两种型号的封装形式都可以为 SIP 封装和 DIP 封装，而 SIP 封装仅为 0.25in（约 6.35mm）宽。

图 3.4-56 所示为 AD202/AD204 的结构框图。该芯片由放大器、调制器、解调器、整流和滤波电路、电源变换器等组成。工作时， $+15V$  电源连到电源输入引脚 31，使片内（AD202）振荡器工作，从而产生频率为 25kHz 的载波信号，通过变压器耦合，经整流和滤波，在隔离输出部分形成电流为 2mA 的  $\pm 7.5V$  隔离电压。该电压除作为片内电源外，还可作为外围电路（如传感器、浮地信号调节、前置放大器）的电源。AD204 的电源从引脚 33 由输入时钟提供。

在输入电路中，片内独立放大器能够作为 AD202/AD204 输入信号的缓冲级或放大级。放大后的信号经调制器调制后变换成载波信号，经变压器送入同步解调器，以致在输出端重现输入信号。由于解调信号要经过三阶滤波器滤波，从而使输出信号中的噪声和波纹达到最小，为后级应用电路提供良好的激励源。

表 3.4-4 AD202/AD204 的引脚及功能

AD202/AD204 SIP 封装		AD202/AD204 DIP 封装	
引脚	功 能	引脚	功 能
1	正输入	1	正输入
2	输入/ $V_{ISO}$ 公共	2	输入/ $V_{ISO}$ 公共
3	负输入	3	负输入
4	输入反馈	18	输出 LO
5	$-V_{ISO}$ 输出	19	输出 HI
6	$+V_{ISO}$ 输出	20	$+15V$ 输入口（仅 AD204）
31	$+15V$ 输入口（仅 AD202）	21	时钟输入（仅 AD204）
32	时钟/电源公共	22	时钟/电源公共
33	时钟输入（仅 AD202）	36	$+V_{ISO}$ 输出
37	输出 LO	37	$-V_{ISO}$ 输出
38	输出 HI	38	输入反馈

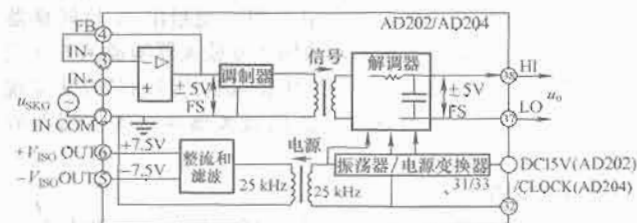


图 3.4-56 AD202/AD204 结构框图



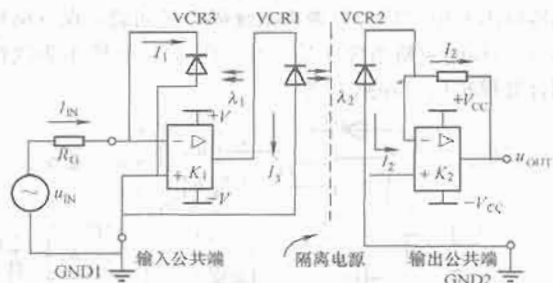


图 3.4-60 3650/3652 等效电路

### 7.2.3 线性光电隔离放大器 HCNR200/201

HCNR200/201 的内部结构如图 3.4-61 所示。其中引脚 1、2 作为隔离信号的输入，引脚 3、4 用于反馈，引脚 5、6 用于输出。引脚 1、2 之间的电流记作  $I_F$ ，引脚 3、4 之间和引脚 5、6 之间的电流分别记作  $I_{PD1}$  和  $I_{PD2}$ 。输入信号经过电压和电流转换，电压的变化体现在电流  $I_F$  上， $I_{PD1}$  和  $I_{PD2}$  基本与  $I_F$  呈线性关系，线性系数分别记为  $K_1$  和  $K_2$ ，即

$$K_1 = \frac{I_{PD1}}{I_F}, K_2 = \frac{I_{PD2}}{I_F}$$

$K_1$  和  $K_2$  一般很小（HCNR200 为 0.50%），并且随温度变化较大（HCNR200 的变化范围在 0.25%~0.75%之

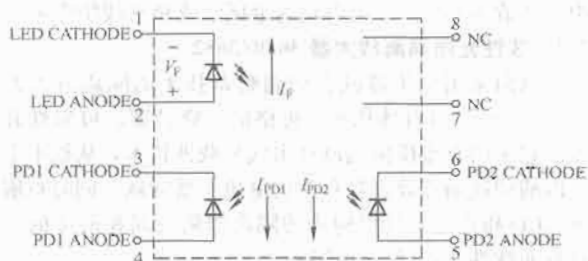


图 3.4-61 HCNR200/201 内部结构

间），但芯片的设计使得  $K_1$  和  $K_2$  相等。在合理的外围电路设计中，真正影响输出/输入比值的是二者的比值  $K_3$ ，线性光耦正是利用这种特性来达到满意的线性度。

性能指标如下：

- 1) 线性度：HCNR200 为 0.25%，HCNR201 为 0.05%。
- 2) 线性系数  $K_3$ ：HCNR200 为 15%，HCNR201 为 5%。
- 3) 温度系数： $-6.5 \times 10^{-5} / ^\circ\text{C}$ 。
- 4) 隔离电压：1414V。
- 5) 信号带宽：直流大于 1MHz。

由此可知，和普通光耦一样，线性光耦真正隔离的是电流。要想真正隔离电压，需要在输出处增加运算放大器等辅助电路，相对于 HCNR200，HCNR201 能提供更高的线性度。

Agilent 公司的 HCNR200/201 手册上给出了多种实用电路，其中较为典型的一种电路如图 3.4-62 所示。

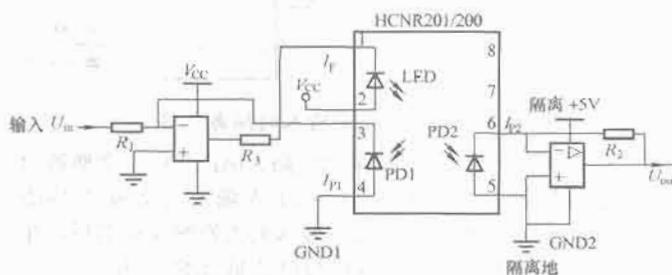


图 3.4-62 HCNR200/201 典型电路

设输入端电压为  $U_{in}$ ，输出端电压为  $U_{out}$ ，光耦保证的两个电流传递系数分别为  $K_1$ 、 $K_2$ ，则输出与输入电压的关系为

$$U_{out} = I_{PD2} R_2 = K_2 I_F R_2 = \frac{K_2 R_2}{K_1 R_1} U_{in} = K_3 \frac{R_2}{R_1} U_{in}$$

可见，在上述电路中，输出与输入成正比，并且比例系数仅由  $K_1$ 、 $K_2$  和  $R_1$ 、 $R_2$  确定。一般选择  $R_1 = R_2$ ，达到只隔离不放大的目的。



## 第5章 系统软件与控制软件

### 1 概述

#### 1.1 软件与控制系统

计算机控制系统的基本特征是以微处理器或微控制器系统为核心,通过(控制应用)输入/输出接口电路形成基本硬件环境,实施反馈控制或顺序逻辑控制。其中微处理器系统包括处理器单元(CPU)、程序和数据存储器(内存)、为系统运行服务的基本(人机界面)输入/输出接口、通信接口和外部存储器接口等系统资源。这些系统资源的管理和应用、输入输出信号处理、控制计算、数字通信等实时功能的实现都由一系列精心设计的处理器指令序列完成,这就是所谓计算机软件。

高性能的软件是应用系统各种控制功能灵活实现的重要保证和基础,它与硬件之间存在着紧密配合、密不可分的关系。在超大规模集成电路和软件技术高度发展的今天,系统的某些功能既可以由硬件来实现,也可以由软件来完成,究竟由硬件来实现还是由软件来完成,需要根据整个系统的实时处理和控制能力来决定,同时要考虑硬件和软件的购置或开发成本以及硬件占用的空间尺寸。通常硬件生产复制的成本很难降低,而软件复制的成本几乎可忽略不计。

另外软件与硬件在处理能力上也有所不同。软件只能由处理器指令逐条串行执行、处理,而硬件电路则可以提供并行处理功能。控制系统功能采用硬件来实现,通常需要增加相应的线路、芯片和器件,即增加系统占用的空间;如果由软件来完成,则需要增加程序的长度和复杂性,使得系统应用的计算机处理时间增加。

与硬件相类似,控制系统的软件既可以自主开发,也可外购定制或部分外购基本软件产品进行二次(应用程序)开发;同样,系统层的软件既可在裸机系统基础上自行开发基本系统软件,也可外购通用成熟的操作系统或系统监控支撑软件产品。软件开发既需要兼顾系统成本和软件的生命周期,又要考虑开发周期、维护便捷性、代码测试的成熟度。

计算机软件根据其市场用途可分为民用消费、工业软件和军用软件三大类,工业控制作为其最重要的应用市场,也形成了特有的软件性能需求和规范。从工控软件的发展历史和现状来看,工控软件一般有以下主要特性:

(1) 实时性。计算机控制系统属于典型的实时系统,可靠性要求高,无论程序自主设计开发还是二次开发应用都需按照实时系统软件工程的基本方法进行,包括需求分析、设计、编码和测试等阶段,形成最终的控制软件产品或控制应用系统,同时保证实时系统所应具有守时性、可调度性、可预测性和健壮性等特性。

(2) 开放性。这是现代控制系统和工程应用系统中至关重要的指标,用以满足多系统、多模块互连、兼容、扩展和系统集成的需要。为了使系统具有良好的开放性,必须选择开放式的体系结构、工业软件标准和软件环境。开放性也包括网络化和集成化,即支持分级分布式运行方式。这也是现代工业控制和管理的趋势和需要之一。

(3) 多任务和多线程。控制运行软件,特别是低层的系统软件必须支持这类并发处理特性,以便有效地控制和管理各类应用对象。

(4) 控制功能。提供各类经过高强度测试的通用输入、控制和输出处理软件模块,具有高可靠性、高容错性。

(5) 用户扩展性。以某种形式提供一定的用户自定义扩展功能,实现特殊的计算或操作,同时不影响系统的整体性能。具体形式可以是自定义算法模块、脚本语言或扩展应用程序接口等。

(6) 友好的人机界面。采用可视化操作,易于设计和操作应用,并高度容错。

从控制软件的基本组成来看,可大致划分为三层:实时操作系统层、控制管理层以及高级应用层。最上面是应用层,实时操作系统层是其他层的基础。

根据发展和市场情况,工业控制软件种类大致可按表3.5-1进行归纳。此外,从具体软件设计、选配和应用特点等不同的技术角度,工控软件则还有其他多种分类方法。

表 3.5-1 常见计算机工业控制软件种类

软 件	功 能 和 用 途
操作系统或基本系统监控程序	以实时操作系统和多机工控网络操作系统为主,主要达到实时、可靠、多任务多用户处理等目的,并支持必要的人机管理接口
组态生成软件	用于控制系统二次开发的编程、配置和生成工具,往往用专门的控制语言描述应用系统结构、参数和控制逻辑以及管理监控画面等
数据采集软件	控制应用系统中各种模拟信号、开关量、脉冲信号的数据的获取、显示,为工业生产控制、决策和管理提供基础
实时监督与控制 SCADA 运行软件	提供采集、对象监督/报警、规则或连续控制、管理报告等功能,台式或架装运行
设备实时控制软件	提供单元设备级在线运行,实现实时控制、分析、处理和管理
通信软件	通信接口控制、网桥或专门的协议栈、通信中间件等
仿真软件	如生产调度仿真、制造系统管理决策仿真等,也包括实时仿真软件、模拟对象的被控特性等
在线优化软件	通过复杂的数学模型、历史统计信息等计算实现控制预估或规划调度以达到某种最优状态
指导分析软件	借助运行数据、历史数据、人工输入数据等信息提供必要的操作指导或离线分析结果,通常以专家系统/人工智能软件形式出现

## 1.2 控制计算机软件的分类

### 1.2.1 系统软件、中间件与应用软件

传统的控制计算机软件根据软件运行特性通常可以分为两部分：系统软件（又称计算机系统软件，包括辅助支持软件）和应用软件（又称控制软件），前者具有通用性、基础性，而后者具有特殊性、定制性、专用性。

系统软件一般指通用的、面向控制计算机运行的核心基础软件，主要用来管理计算机资源，提高软件的运行效率，改善软件的产品质量，并以尽可能简便的形式向用户提供应用资源的服务。典型软件有实时多任务操作系统、引导程序、调度执行程序、输入/输出与通信设备驱动程序或二次开发函数库等。工具软件是技术人员从事软件开发工作的辅助软件，支持应用软件开发、生成、测试、运行和代码维护，例如源程序编辑程序、汇编语言的汇编程序、高级语言的编译程序、链接程序、调试程序、诊断程序、固化程序等，以及图形编辑软件、数据转换软件、数据库支撑软件、面向控制系统组态编程的软件包等，一般根据需要运行，有时也将工具软件归于系统软件。系统软件通常与具体计算机有关，而与具体应用对象和控制系统无关。

应用软件是在操作系统等系统软件的支持下，利用相应的开发工具，针对具体的对象、实时控制和管理技术的要求开发完成的实际运行的软件系统。它往往涉及应用领域的专业知识，并在系统软件支持下运行。应用程序可以采用低级的汇编语言，也可以采用C、JAVA等高级程序设计语言编写。对于支持控制组态二次开发的系统则更多采用面向问题的专门语言，如梯形图语言、功能块、顺控表等编程实现。前者为直接可执行程序，而后者多为由系统程序解释执行的中间代码，由应用程序开发工具翻译生成。应用软件既要达到规定的功能和性能，又要满足应用需求与人机工程学的要求。

计算机控制系统的应用运行软件实现控制与管理功能，包括例行定时和随机突发服务两大类，在管理时采取不同机制进行调度处理，具体的任务见表3.5-2。

表 3.5-2 应用软件的基本功能和任务

功 能	软件处理任务
数据采集	及时从外部环境采集实时数据、数字滤波、格式化、工程化处理
数据分析处理	按照应用控制要求进行逻辑、算术计算，实现数据变换
逻辑单元管理	应用软件定时/计数器等的管理、应用
控制计算	按设计定时进行应用控制逻辑计算，前馈和反馈控制补偿运算等
输出控制	对从外部采集的实时数据及时输出响应
监督报警	对异常状态或变量超限自动监测报警
实时通信	将采集信息经网络发送到上位计算机或接收来自上位计算机的应用程序、命令、控制参数
人机交互输入	键盘、鼠标输入在线编程、程序下载、控制参数修改和命令等管理，实现操作人员对控制对象的直接干预
信息记录及管理	将实时数据按时间或事件存储到非易失存储器中供查询、显示
信息输出	将采集或通信接收的实时或历史信息显示在各类画面、数码管、指针或柱状表上，供操作人员参考监控，或按预定计划打印输出表格数据等
操作指导	根据运行状态、时间阶段或参数自动提示操作人员必要的人工操作

此外，近年来在软件产品尤其是通信软件中出现了称为中间件的一类产品。所谓中间件也是基础性系统软件的一大类，顾名思义，中间件处于操作系统软件与用户应用软件之间。中间件运行在操作系统、网络和数据库之上，在应用软件的下层，其作用是为处于自己上层的应用软件提供运行与开发的环境，帮助用户灵活、高效地开发和集成复杂的应用软件。

在众多关于中间件的定义中，普遍被接受的是美国 IDC 公司的表述：“中间件是一种独立的系统软件或服务程序，分布式应用软件借助这种软件在不同的技术之间共享资源，中间件位于客户机/服务器的操作系统之上，负责管理计算机资源和网络通信”。该定义表明，中间件是一类软件，而非一种软件；中间件不仅仅实现互连，还能实现应用之间的互操作；中间件是基于分布式处理的软件，最突出的特点是其网络通信功能，可以作为独立软件产品。

全开放控制系统软件中也开始引入中间件软件技术，其典型之一就是 OPC (OLE for Process Control) 技术，并大量用于过程控制和楼宇自动化系统。

### 1.2.2 一次定制与二次开发软件

无论采用实时控制软件还是实时监控软件，根据为用户提供的软件开发环境的不同，计算机控制系统的开发设计模式可分为定制型（一次开发）和具有用户组态生成功能（支持二次开发）两类：如图 3.5-1 所示，一次开发定制型采取专用定制运行设计，控制系统的设计和调试需要依靠系统设计人员进行，当用户对控制功能有新的要求时，需要向原设计生产者提出，由后者重新完成设计、软件测试和系统调试；另一类如图 3.5-2 所示，属于具有用户组态生成二次开发功能的计算机控制系统，用户可以独立于计算机系统设计公司进行控制系统的设计、组态编程、修改和连接。

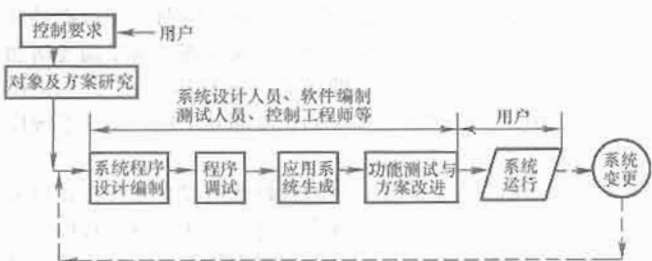


图 3.5-1 一次性定制专用控制系统运行开发模式

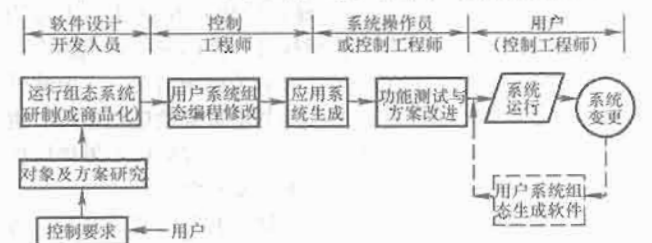


图 3.5-2 具有用户组态生成二次开发功能的计算机控制系统运行开发模式

专用定制型系统针对性强，运行效率高，可以按特殊要求定制专门算法和功能，但需要系统设计人员、程序设计人员和用户三个方面参与，造成用户界面太窄，工作起点低，程序继承性差，软件可靠性和系统效率不高，不利于计算机控制系统的商品化和广泛应用。

具有用户系统组态功能的系统通用性好，用户系统的设计只需通过人机接口（键盘、鼠标和显示器等）进行，系统各部分功能构造十分简单方便，开发工作起点高，测试充

分,可靠性好,是开发用户控制应用软件、实现计算机控制系统商品化的重要途径。

具有二次开发功能的软件一般由组态生成管理软件与运行软件两部分组成,对于控制级系统来说,前者一般又称为控制器编程系统。

早期的控制器编程是用专门的手持编程器完成,具有编辑、存储、下载或固化功能。目前更常用的编程系统借助于个人计算机或笔记本电脑交叉编程,可在线固化升级,这类计算机称为编程计算机或宿主机。编程软件可支持串行异步通信、以太网通信、专用现场通信网(总线)接口等通信模式,利用 Windows 等操作系统丰富的软件管理环境和人机界面,支持便捷易用的编程、仿真和联机调试功能。

控制计算机中的组态编程软件和运行软件相互分离,而监控计算机的系统组态和系统运行通常工作在相同的系统平台上,以多任务方式并发执行。早期的系统上位机监控平台和下位控制机多采用专用系统实现,目前上位机监控平台多为厂家定制的 PC 专用软件或通用 PC-SCADA 软件,运行环境是工业级或商业级 PC。这些软件不仅可以连接规定的控制机(单元),还提供与其他厂家的产品相连的软件模块、组件或驱动程序供系统集成。

### 1.2.3 实时控制软件与实时监控软件

实时控制软件一般运行在底层的直接数字控制(DDC)计算机上,直接面向控制系统,支持连续或开关量输入/输出接口,完成被控对象数据的采集、实时数据处理、连续控制调节和顺序逻辑控制等功能。目前实时控制软件多数采用汇编语言编程,直接在微控制器、DSP 控制器或嵌入式处理器基础上,利用程序查询、中断、直接存储器访问(DMA)等机制实现控制和通信等任务的运行调度,也可借助系统基本输入/输出系统(BIOS)或实时操作系统(RTOS)进行开发和运行管理。运行的程序代码固化在只读存储器 ROM 或闪存 FLASH ROM 中,抗干扰能力强,可靠性很高。典型运行环境是架装式或嵌入式设备,不配或只配有简单的人机交互设备,极少数采用台式机结构。

实时监控软件又称 SCADA(Supervisory Control And Data Acquisition)软件,多数情况下作为控制系统上位管理计算机软件,完成人机交互、数据文件管理和远程通信等功能,其工作模式通常经由底层通信系统获取实时控制信息,完成数据的存储、画面的显示和管理、报警信息的管理、记录报表的管理和打印、操作指导等功能。分级分布式系统中为底层控制软件服务的监控级软件也可以是直接完成数据采集和处理的单元级软件(一般应用于简易型控制计算机系统中,可靠性相对较低)。目前实时监控软件采用高级语言编程,程序代码存放在磁盘中,运行时加载到高速可读 RAM 存储器中,运行速度快,抗干扰能力较弱,一般通过 VB 或 JAVA 等脚本语言支持用户扩展功能,也有采取 VBA 扩展应用模式。典型运行环境是台式或架装的工业或商业用个人计算机(工作站),操作系统以 MS-Windows 为主,配有高分辨率 CRT/LCD 显示设备及键盘、鼠标等输入、定位设备,极少数采用嵌入式系统加实时操作系统结构。

近年来,随着微处理器成本的降低,采用多处理器结构的控制设备越来越多,如双微控制器、双 DSP、微控制器+DSP 或嵌入式处理器系统等。这类系统中的双处理器相对独立运行,分别负责实时控制和监控、远程通信管理,处理器之间通过本地的串行(如 SPI、I<sup>2</sup>C 等)或并行通信接口交换信息。

实时控制与实时监控软件都属于典型的实时软件,需要按实时系统技术进行设计开发。

## 2 实时系统与实时软件

### 2.1 实时系统及其特点

所谓实时系统(Real-time System)是指那些产生输出的时刻极其重要的系统。这通常是因为输入反映了外部世界的某些运动或状态,而输出依赖于系统的对应运动和状态,即系统从输入时刻到输出时刻的响应时间滞后必须充分小,小到可以接受的时限内。简言之,任何一个对于外界的刺激计算机都能给出及时响应的系统就是一个实时系统。

实时系统中的响应时限是系统正确运行必不可少的因素,其特性需在系统设计前预先确定。这里所谓的可接受时限的概念是相对的,需要根据应用环境来考虑。例如对于一个导弹控制系统来说时限数量级可能是微秒级,而在一个组装生产线上可能是秒级。尽管如此,两类系统都是实时系统,因为响应时限都被列入其首要的要求中。

实时系统在工业、商业以及军事领域中得到了广泛应用,这些系统要处理多个独立的输入事件流,并生成多个输出结果,因此系统通常较复杂。系统要根据软件需求中的时间约束,以某种方式对这些事件做出响应,而事件的到达时刻和间隔往往又是无法预知的,且处理负载量也可能随着时间发生变化。

### 2.2 实时系统的性能

实时系统具有以下基本性能:

(1) 实时性(Real-time)。实时系统经常分为硬(强)实时系统(Hard Real-time System)或软(弱)实时系统(Soft Real-time System),它们分别表现为不同的时间性能函数,如图 3.5-3 和图 3.5-4 所示。这类性能有时也称守时性,即把实时系统理解成与满足时间约束(如期限)的动作有关,期限可硬可软。错过硬的期限会造成某种系统失效,所以必须慎重地确保所有动作以某种守时方式执行。系统性能需求用期限来表示,满足该性能的系统则是守时系统(Timely System)。

可以从执行时间、期限、到达模式、同步模式和时间源来实施守时性分析和设计。能够保证满足所有这些性能需求

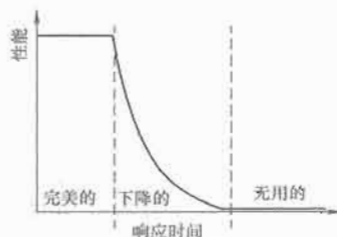


图 3.5-3 软实时系统时间性能曲线

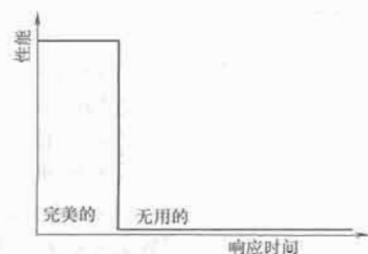


图 3.5-4 硬实时系统时间性能曲线



的系统称为可调度系统 (Schedulable System)。

在软实时系统中,系统设计使各个任务运行得越快越好,并不要求限定某一任务必须在多长时间内完成。这类系统中,虽然也不希望出现超时的情况,但是偶尔超过时限,即使错过某些时限也不会导致出现灾难性的错误,但性能会下降到一般可以接受的水平以下。在线应用服务系统、事务管理系统等都属于典型的软实时系统,控制系统的上层管理层一般也具有类似特性。

硬实时系统在时间上具有严格的最后执行期限,要求及时给出输出。这个时间约束必须遵守,否则就会发生灾难性的系统错误,即各任务不仅要执行无误而且要做到准时。典型系统如飞行器控制系统、核反应堆控制系统、电厂和化工厂等工业自动化系统、喷气发动机控制系统、与生命直接相关的医疗系统等。

(2) 并发性 (Concurrency)。除了要能及时地响应外部事件外,实时系统通常还需要同时支持多路响应。这是因为实时系统通过输入输出接口直接与外部真实世界密切相连,而真实世界中事件很少单独、顺序发生。实时系统能实现同时响应和处理多发事件,需要借助计算机的快速运算能力,以及硬件与精心设计的系统软件和操作系统的协作配合。由一台计算机高速分时处理多个服务事件,当处理计算机速度足够快,其效果与同时处理几乎一样时,称为伪并发处理。当需要同时服务的事件的流量很大时,可以使用多处理器系统,采用分布式或分级结构并发地完成实时任务。有时也把多机并发称为并行工作 (Parallel Operation),而把单机高速分时处理称为并发 (Concurrent Operation)。

大多数实时系统都具有并发处理的特性,也就是说,有许多活动可能同时需要安排,处理各类任务和事件,因此在这个意义上实时系统就是带有时间约束的并行处理系统。

(3) 系统的可预测性。系统响应特性所达到的可预知程度是建立在可调度性之上的性能,并与内存有关。在有些情况下系统的响应特性可以利用静态数学分析方法确定,在另一些情况下可以通过禁止抢占和使用简单控制算法 (如循环处理) 使系统的可预测性得到保证。

(4) 强壮性 (或称鲁棒性, Robustness)。如果系统在任何时候都正确地完成任务 (功能), 则可以说该系统是正确的 (Correct); 在出现 (事先无法估计的) 新情况时, 甚至在系统某些部分出现不可预知的故障情况下, 仍然能够正确地完成任务 (功能), 则称系统是强壮的 (Robust)。这就需要在软件开发设计中避免死锁 (Deadlock, 指一种任务无限期等待不可能满足的条件的状态)、竞争 (指两个或多个任务访问同一共享资源, 其中至少一个可能对共享资源进行了修改性操作, 而相关任务访问资源的相对顺序又不可预测)、其他异常条件 (例如由软件错误、硬件错误、瞬时的或持久的硬件故障导致的系统失效等), 并设计对应的规避行为, 如修复故障/重复原来的计算处理、恢复正确的系统状态或进入失效—安全 (Fail-Safe) 模式等。

### 2.3 实时系统的特征

实时软件有别于其他软件系统, 需要通过输入输出实现与外部环境进行及时的交互, 交互和处理具有时间约束, 并包含实时控制与决策功能。另外多数在应用形式上表现为嵌入式 (Embedded) 系统, 是某个更大规模硬件/软件系统的组成部分, 控制器等作为核心模块分别嵌入在设备中。

由于软件运行的串行性, 大多数实时系统是硬实时系统与软实时系统的折中结合, 同时表现为事件和时间驱动两类模式。

(1) 反应式 (Reactive) 系统/事件驱动 (Event-driven): 行为不是自行产生, 而是主要通过对外部事件产生特定反应的系统 (一般为随机性突发事件); 响应不仅依赖于激励本身, 而且还依赖于系统中以前发生过的事件、时间或状态。

(2) 时间驱动 (Time-driven): 主要根据时间长短或到达时刻来产生动作的系统 (一般为周期性的任务分配)。

### 2.4 实时操作系统 RTOS

#### 2.4.1 操作系统及其基本功能

操作系统 (Operation System, OS) 是配置在计算机上的一组基本程序的集合, 用于提高计算机系统的操作和运行效率, 控制计算机系统中应用程序的执行次序, 为应用程序与系统硬件提供接口驱动软件, 同时管理系统资源, 使应用程序合理地使用资源并相互间交换信息。在应用结构上, 操作系统紧靠着硬件层, 是对硬件的首次扩充; 作为系统软件中的最基本部分, 用于调度计算机系统中用户程序的执行, 为用户程序与系统硬件提供底层接口软件, 并支持这些程序 (包括系统程序和用户程序) 之间交换信息。操作系统实现的主要功能有: 为计算机用户和计算机硬件系统之间提供接口, 使计算机系统更容易使用; 控制和管理计算机系统的硬件和软件资源, 使之得以更有效地利用; 合理组织系统中作业的工作流程, 以改善系统性能, 如响应时间、吞吐能力等。

按照操作系统的功能特征可将其分为批处理操作系统、分时操作系统和实时操作系统三种类型。近年来又出现了多处理机操作系统、嵌入式操作系统、网络操作系统和分布式操作系统等。

操作系统一般具有以下基本特征:

(1) 并发 (Concurrency): 并发是指两个或多个事件在同一时间间隔段内发生, 这与并行性的概念相似又有区别, 后者指两个或多个事件在同一时刻发生。

(2) 共享 (Sharing): 即资源共享, 是指系统的软硬件资源不为某个程序所独占。共享方式包括互斥共享和同时访问。

(3) 虚拟 (Virtual): 操作系统往往将一个物理上的实体变为若干个逻辑上的对应物或映像, 如单个处理器为多用户多任务提供并发服务、虚拟存储器管理等。

(4) 不确定性 (Uncertainty): 程序运行的结果是不确定的, 多任务环境下程序的执行是以异步方式进行的, 即程序在何时执行、执行的顺序和所需的时间都可以是不确定的。

在本质上, 操作系统作为使计算机系统的硬件成为可用的、由软件或固件 (FirmWare) 实现的程序集, 是介于编程者与机器硬件之间的一个软件层。操作系统需要提供标准的应用程序接口函数 API、磁盘操作系统 (DOS) 功能调用供应用程序开发。一些简易应用系统, 则仅提供基本的输入/输出系统 BIOS 的功能调用和简单的工具支持, 用于实现系统启动控制和开发管理。

#### 2.4.2 操作系统管理与任务调度

操作系统负责的具体管理任务有:

(1) 存储器管理, 包括内存管理、内存保护、虚拟存储器地址映射、特权。

(2) 程序调度管理, 包括中断机制管理、进程 (任务) 管理、同步、通信和调度。

(3) 设备管理, 包括缓冲管理、设备分配、设备处理和虚拟设备功能。

(4) 文件管理, 包括存储空间管理、目录管理、文件速



写功能管理、文件保护和向用户提供作业调度和作业控制等。

操作系统管理下的程序并发执行通常用进程 (Procedure)、任务 (Task) 和线程 (Thread) 来实现,其调度管理是系统控制的主要任务之一,也是操作系统的主要任务。

进程是程序的一次执行,是可以与其他进程并发执行的计算操作,可定义为一组数据、堆栈资源,并能在其上进行操作的一个程序。因此,进程定义为“可并发执行的程序在一个数据集合上的运行过程”。

计算机系统中,分时系统多以进程作为资源分配和调度的基本单位;进程也作为独立运行的基本单位,并可从进程的观点来研究操作系统。但是近年来随着新型操作系统的出现,越来越多地采用任务和线程作为基本单位来研究和管理,尤其是多任务、实时操作系统。在这类系统中,一个进程(任务)可以分配成若干任务(线程)来完成。所谓任务是一个相对独立的(即所谓封装的)程序序列,可独立于其他任务执行。有时也把封装性相对不太强的任务称作线程,以区分封装性非常强的任务。线程和任务可能在编码层次上存在区别,调用不同的操作系统服务,但在分析建模时并不存在差别。

进程具有动态性、并发性、独立性、异步性和结构 5 大特征,并以若干种基本状态存在,如就绪状态、执行状态和阻塞(挂起)状态,另外还有休眠、被中断和死锁状态等。

进程控制的主要任务是创建和撤销进程,以及实现进程的状态转换,其关键在于切换上下文(环境)的保存和恢复,一般由操作系统的内核来实现,有些高级微处理器具有支持任务切换的功能,如英特尔 32 位以上的处理器。

一个进程可分为若干个可以并发执行的线程(任务),但是线程(任务)间可以交换信息,共享系统资源,协作完成指定的任务。这种交换信息称为进程(任务)间通信。

进程的调度是进程控制的主要任务之一,也是操作系统的主要任务。

操作系统可以根据设计的调度算法,实现进程、线程或任务的调度运行。常用的调度算法及特点见表 3.5-3。调度可分为抢占式/非抢占式两大类。非抢占式(Non-preemptive)调度很大程度上依赖于各应用程序(任务、线程)的正确执行,抢占式(Pre-emptive)调度中,满足条件(通常是高优先级)的任务可以抢占正在运行中(低优先级)的任务,从资源角度来讲,有时也称强占式调度。

表 3.5-3 操作系统常用任务调度算法及特点

调度算法	原理与特点
先进先出 FIFO	顺序调度,非抢占式,实时性最差
时间片轮转	当两个或两个以上的任务有同样的优先级,内核允许一个任务运行事先确定的一段时间,然后切换到另一个任务,也叫做时间片调度(Time Slicing)
后备队列运行最短	作业后备队列运行时间(估计值)最短者运行
最短剩余时间优先	预测最先完成的任务优先调度
短作业优先	用于分时环境(可抢占,时间剩余者)
最高响应比优先	优先数 = (等待时间 + 要求访问时间) / 要求服务时间,据此调度
多级反馈队列调度	系统对作业响应时间/要求服务时间
单调执行率调度法 RMS	执行的次数最频繁(即具有最高执行率)的任务优先执行(Rate Monotonic Scheduling)
优先级调度算法	处于就绪状态、优先级最高的任务运行

### 2.4.3 分时操作系统

分时操作系统是指在系统的一台主机上,按时间片轮流提供服务的一类操作系统,支持多个任务或为多个用户服务。多个用户可以通过各自的终端以交互方式使用计算机,共享系统中的硬、软件资源。典型的分时操作系统有 Unix、Linux 等。实现分时系统的方式有三种:

(1) 单道分时系统,即内存中只驻留一道作业,其余作业都在系统外存中。

(2) 具有前、后台的分时系统,即将系统的内存划分为前台和后台两部分。前台存放调入和调出的作业流;后台存放批处理作业。当前台无作业运行时,才运行后台中的作业。

(3) 多道分时系统,即可在系统中同时存放多道作业。系统把已具备运行条件的所有作业排成一个队列,使它们依次地轮流获取一个时间片来运行。

### 2.4.4 实时操作系统 RTOS

实时操作系统是指系统能及时响应外部事件的请求,在规定时间内对该事件进行处理,并控制所有实时任务协调一致地运行的操作系统。一般采用队列驱动设计/事件驱动设计,工作时建立就绪表队列,接收外部消息(事件)并进行分析,再调用相应的消息(事件)处理程序进行处理,因此具有快速处理时间上异步出现事件的能力,具有多任务执行控制能力。

RTOS 首要任务是调度一切可利用的资源完成实时处理任务,满足实时应用对时间的限制和要求,其次才着眼于提高计算机系统的使用效率。

虽然实时操作系统与分时操作系统都是以人、设备或系统所能接受的等待时间来确定任务完成的及时性。但是,实时操作系统的及时性是以控制对象所要求的开始、截止时间或完成时间来确定的,一般为毫秒级、十毫秒级或百毫秒级,但有的要求低于 100μs。

实时操作系统虽然也具有交互性,但这是系统与人的交互,仅限于系统中特定的应用程序,而分时操作系统则侧重于能向用户提供用户数据处理、资源共享等服务。相对于分时操作系统而言,实时操作系统要求有更高的可靠性,尤其在具有硬实时要求的系统中,很小的误差也有可能产生严重的危害。

### 2.4.5 实时多任务操作系统

多任务(Multitasking)操作系统是多个活动(Activity)或进程在互不影响的情况下同时运行的系统。实时多任务操作系统是支持多个活动同时运行,且每个在时间上精确定时的系统。其基本特性包括:

(1) 动态特征:按一定顺序、条件执行程序。

(2) 并行特征:与其他操作/任务并发。

(3) 独立特征:按基本单元进行调度,在结构上具有独立的段/区、数据、堆栈、代码以及任务控制块 TCB 或描述表。

(4) 异步特征:各任务运行/发生不可预知。

实时多任务软件的运行调度是一个十分复杂的问题,实时多任务操作系统除具有多任务操作系统的一般功能外,还要支持实时处理,通常具有以下特征:

(1) 异步事件响应: I/O 和中断处理。

(2) 定时执行:配有基准时钟及各类系统定时器,定时执行或管理任务。

(3) 切换时间:任务之间切换必须在特定时间内完成。

(4) 中断等待时间:系统应答最高优先级任务并启动服

务程序所需可能的最长时间。

(5) 优先级中断和调度: 允许为应用程序定义中断和调度任务的优先级及相应处理。

(6) 抢占式调度: 允许高优先级任务抢占低优先级任务而进入运行状态。

(7) 同步和协调: 共享数据等资源使用和执行时间。

多任务系统中, 内核负责管理各个任务, 或者说为每个任务分配时间, 并且负责任务间的通信。内核提供的基本服务就是任务切换, 使用实时内核可以大大简化应用程序的设计, 因为实时内核允许将应用分成若干个任务, 由实时内核来管理它们。在调度上主要采用抢占式优先级调度算法。

随着计算机技术的发展和大型硬软件管理开发的需要, 大量商业化的实时或准实时操作系统被引入, 用于开发实时控制、人机接口管理或高性能通信系统, 对于开发复杂高性能软件、缩短开发周期, 具有技术成熟可靠、质量高、使用方便的特点, 但是技术依赖性强, 有时软件成本高。典型的 PC 机 RTOS 有 Intel 公司的 iRMX86、Motorola 公司的 RMS68K、KADAK 公司的 AMX86、QNX 软件公司的 QNX, 以及面向嵌入式应用的 iDCX51、iDCX96、VRTX/OS、VxWorks 和  $\mu$ C/OS-II 等。

开发设计实时多任务操作系统绝非易事, 因此即使大型应用系统及军用系统开发也主要选择商品化的产品。在实际系统尤其是嵌入式系统开发中, 源代码开放式的实时操作系统也不失为一种可选方案, 典型的系统有  $\mu$ C/OS-II、 $\mu$ C-Linux、RT-Linux 等, 这在目前往往与嵌入式系统和嵌入式操作系统及其发展应用关系密切。

#### 2.4.6 嵌入式操作系统

嵌入式系统是以应用为中心, 以嵌入式处理器或微控制器、DSP 等为基础, 软件和硬件可以剪裁, 适用于应用系统(面向用户、面向应用), 对功能、可靠性、体积、成本、功耗等有严格要求, 一般不包含常规外设(如磁盘驱动器)的专用计算机系统。嵌入式系统具有高效、可靠、耐用、用户接口简单可靠的特点, 支持模块化、实时和多任务运行环境。

嵌入式操作系统具有普通操作系统的基本特征, 还具有支持专门应用系统的技术特点, 高效、高可靠, 具有很小并可根据需要剪裁的系统内核, 支持固化存储, 较强的实时性, 支持多任务与多进程, 能够提供各种标准设备驱动, 提供友好的图形界面, 提供 TCP/IP 等多种网络协议。嵌入式操作系统也提供在线或离线的开发系统和仿真调试工具。

嵌入式操作系统支持实时系统的实现, 包括软实时和硬实时系统, 同时具有多任务和基于优先级的任务调度能力, 优化的资源管理、时钟服务和中断服务。任务调度算法有优先级调度、轮转调度和时间片调度等。部分嵌入式系统还采用时间限期(Deadline)调度算法, 以保证进程在限定的时间期限内完成任务。实时性驱动包括时间驱动和事件驱动, 采取事件驱动算法较多, 并提供完整的中断处理机制。

对嵌入式实时操作系统特性的评价, 一般参考以下主要的性能指标参数:

(1) 中断延迟时间: 指中断发生到执行中断处理程序的第一条指令所用的时间。

(2) 任务上下文切换时间: 指系统发生任务切换时, 保存和恢复上下文的时间。

(3) 任务响应时间: 指中断发生到开始执行该中断对应的任务为止的时间间隔。

(4) 任务创建/删除时间: 指创建一个高优先级任务, 又将自己删除的时间。

(5) 交替信号量时间: 指从一个任务释放信号量到另一个等待该信号量的任务被激活之间的时间延迟。

(6) 取得/释放信号量时间: 指同一个任务反复取得和释放信号量所需的时间。

(7) 交替消息队列传输时间: 指两个任务之间以固定长度的消息队列相互通信所用的时间。

在内核中提供一般操作系统所应当提供的基本功能, 例如任务调度、内存管理、文件管理、同步机制、中断管理以及 API 等。而这些功能可以根据实际系统的需要进行剪裁与增加, 以最小的代码和资源消耗完成嵌入应用。

在开发应用中, 嵌入式系统的内核都很小, 且有实时性的要求, 因此内存的管理比较简单, 一般采用静态内存分配(一般应用于硬实时调度)、动态内存分配(可以应用于软实时调度), 对于非实时性的任务与进程也可以使用虚拟内存分配算法。

比较成熟、可供嵌入式应用的操作系统已有多种, 如 Windows CE/XPE、VxWorks、 $\mu$ C-Linux、Palm OS、QNX 等, 支持包括从掌上设备到专用的工业控制器的各种嵌入式应用。

#### 2.5 编程语言与实时软件

编程语言是从计算机控制软件需求规格说明到可执行机器代码之间的一个重要台阶, 常用的程序设计语言及其特点如表 3.5-4 所示; 此外, 还有一些特殊的支持控制与并行处理语言, 如 FORTH, 现已很少应用。

表 3.5-4 支持软件/语言及特点

程序设计语言	语言等级	性能与特点
汇编语言 (Assembly)	低级	面向机器的语言, 按程序设计直接生成机器码, 支持 I/O, 编码效率高、速度快, 但工作量大、重复劳动多, 可移植性差, 尤其不适合 RISC 处理器
C	中级	传统的结构化、面向过程的程序设计语言, 可读性好, 能直接 I/O; 编译器简单, 能编译成汇编语言进行优化, 优化后代码效率可接近汇编语言
PL/M	中级	Intel 微控制器语言, 比汇编语言编程效率高一倍, 可读性好, 能直接 I/O
C++	高级	最大众化、功能最强的编程语言, 编译器复杂, 支持各种数据结构和 I/O, 支持面向对象设计方法和现代异常处理方法。改进版 C# 语言更为方便, 但不支持指针
Java	高级	通用型解释语言, 时间开销大, 资源要求高, 但运行可与处理器环境无关; 有专门的改进扩展版(如 RT-Java), 网络应用编程方便, 也可编译直接运行
Pascal	高级	传统的结构化程序设计语言, 语法严谨, 效率一般
Basic	高级	传统的解释性语言, 代码效率较低, 容错差, 无 I/O
VB、Delphi	高级	面向对象的可视化(Visual)编程语言, 解释执行为主, 也可编译, 代码效率一般, 容错差, 无 I/O
Fortran	高级	传统的科学计算程序设计语言, 编码效率低, 速度慢, 无 I/O

实时系统编程语言的需求特性与通用语言相似，并有其特殊性：语言必须可读，具备可理解性的指令集，具有跨越不同硬件平台的可移植性，模块化，模块可以被独立调试及编译，并能用明确的、可分析的、有执行时间约束的激活形式来表达一个实时过程。

实时语言应能直接控制硬件，其设计应具有的基础评价标准有安全性、可读性、灵活性、简明性、可移植性和高效性等（其中相互间可能是矛盾的），也可从可调度性、并发性、模块化、可维护性等角度评价。表 3.5-5 列出了基础评价标准的基本内容和要求。

并发编程是一种表达潜在并行性和解决由此产生的同步和通信问题的编程记号和技术，实时系统编程语言应支持该技术或类似的运行机制。

表 3.5-5 实时语言的传统评价标准

性能标准	基本内容和要求
安全性	安全性指程序错误能否在非运行时被编译器或运行时支持系统由自动检测出来的程度的度量。保证开发时尽早发现错误，编译检查而非运行时开销检错。需要结构和可读性配合
可读性	清晰的语言记号系统，选择关键字、定义数据结构能力和程序模块化机制。可维护性的一部分，易于修改升级
灵活性	语言足够灵活，允许用直观一致的风格来表达所有需要的操作，部分对应语言表达各种问题解决的能力和易用性
简明性	表达形式简洁，逻辑清晰，一定程度上与语言的表达各种问题解决能力和易用性有关
可移植性	在一定程度上独立于硬件，最好一次编译，处处可运行。对实时系统难度很大，语言须有能力分离与机器相关的部分
高效性	目标代码的效率，保证响应时间，与安全、灵活、可读性需求相平衡

支持并发处理功能的经典高级编程语言及其特点如表 3.5-6 所示；此外还有一些特殊的控制与并行处理语言，如 Occam 等，现已很少应用。

表 3.5-6 高级并发编程语言及其特点

语 言	特点与功能
Modula	微机，结构化；过程以等待信号同步，优化，无出错
PEARL	在德国广泛用于过程控制
Mesa	Xerox 公司用于办公自动化设备
CHILL	按 CCITT 的需求开发的用于电信应用的编程
Ada	不对称任务（过程）汇合点对多过程（任务）同步，出错；支持系统定义、用户定义，应用于庞大、复杂、军用系统
RT-JAVA	在 JAVA 的基础上增加了实时、并发功能，适用于互联网应用编程

实时应用中的实时系统编程在两个方面对于程序员提出了更多的要求。首先需要满足时间限，允许程序员指定优先级和运行时间的限制要求，提供一定的手段使得程序员能够指定绝对的时间间隔，能够确保系统满足时间约束条件；其次，由于实时计算机与设备（例如传感器或执行器）进行交

互的周期范围变化很大，需要保证编制设备接口程序更有效。此外，实时系统必须简单可靠，在大多数系统中，软件比硬件更加复杂，出错可能性更高。

## 2.6 实时控制与软件

作为实时系统的计算机控制系统，对实时性有更高的苛刻要求：①响应时间快；②中断能力强；③可靠性高；④精确定时；⑤一般有人机对话。

可以将计算机实时控制系统作为典型的实时系统应用引入相关的硬件和软件设计技术。当系统中引入数字通信技术、可由多台计算机实时控制系统构成更为复杂的分布式综合应用系统时，实时应用软件设计要求更高。

控制软件开发同样需要经过需求定义与分析、初步设计与审查、详细设计与审查、编码调试、软件测试、系统测试等阶段。

## 3 系统软件与控制软件结构

实时计算机系统的软件按其复杂的程度可以分为单任务和多任务两种结构。所谓任务是一个被封装的、（相对）独立于其他任务执行的操作序列，即共享其他任务数据、资源的独立计算机指令序列。有时也将任务定义为程序的分段，在运行调度时作为基本的工作单元进行处理，便于管理、测试、监测。设计好的任务代码应是可重入的，即当任务被抢占打断后再次执行该段代码并恢复运行时仍能保证结果正确。

功能比较单一的系统，其软件一般采用单任务结构，计算机所能完成的功能是预先安排好的，程序流单一，只需按输入、逻辑和时间周而复始地循环工作运行，用于小型电器控制、计算器、数据检测显示装置等。相比之下多任务系统比较复杂，系统并发运行几个任务（多个程序流），分别处理不同的事件，并共享资源，相互协调工作，实现完整的系统功能。绝大多数实时应用系统都采用多任务结构，由于任务功能、代码模块相对独立，便于多人合作开发和调试。实时多任务软件的设计和分析复杂性大大增加，尤其是数据的组织方式、资源的分配管理、任务的调度控制和任务间的同步成为软件设计的关键。

例如，控制单元实时控制软件可包括一系列相对独立的软件任务，如定时处理任务、控制输入/输出转换处理、定时控制运算、人机接口（如键盘鼠标输入、显示刷新、打印机控制）、数据管理（记录、存盘）、实时通信接收、实时通信发送等，这些任务的实时性要求各不相同，需要通过合理的任务分配和调度使各任务协调一致地实现系统功能。

与合理的硬件结构和配置相对应，软件开发运行环境和程序设计技术对微机应用系统性能至关重要。不同的运行环境（主要指操作系统或监控调度程序）影响软件的结构设计和基本性能，而程序设计技术则直接影响到功能的实现和软件质量。

### 3.1 简单应用系统的软件结构

简单的应用软件一般采用单任务循环方式运行，有时也借助定时机制进行管理。图 3.5-5 所示为一典型单任务控制软件结构，由若干个相对独立的环节按预定顺序循环查询处理各功能，环节之间一般不交叉作用。其中查询条件可以来自外部的状态输入、数据处理结果或系统状态，但更多的是当前的时间状态或时间间隔。最简单的系统可以直接利用软件延时，即累计指令执行次数对应的时间开销获得顺序执行



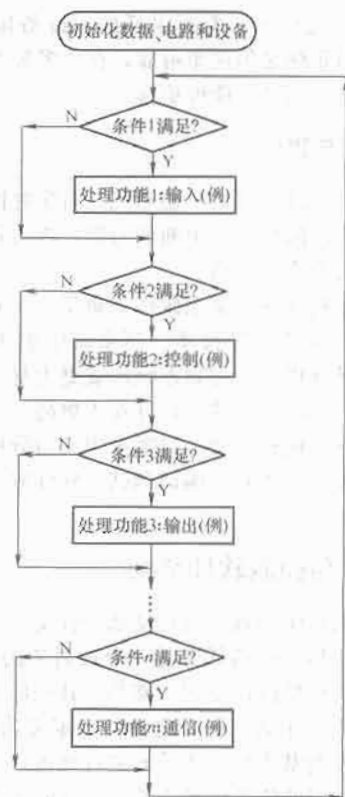


图 3.5-5 单任务结构控制软件

的条件。但绝大多数系统需要精确定时机制，这是这类系统的基础，也几乎是所有实时系统必不可少的基本功能。

精确计时需通过硬件定时器实现，可分为绝对计时（实时时钟 RTC）、相对计时、软件累积计时（也称秒表计时）。

绝对计时要求保存实时时钟，如时、分、秒和年、月、日等，对计时要求精度高、可靠性好，且计时持续工作（系统断电时也必须继续计时），因此只能通过读写带有电池的专用 RTC 芯片实现（如 PC 机中 MC681468 或兼容芯片 DSI2887 等）。

相对计时则是比较简单、容易实现的计时方式，通过对计算机基本时钟进行脉冲计数，得到计数差值，形成时间间隔。由于硬件计数器数量有限，因此硬件资源要求较高。

实际应用中，对于一些比较简单的、不可能预先知道其发生时间的事件，单任务结构软件可以引入一个或几个简单的时间中断处理程序，以预先设置事件陷阱的方式响应中断请求，使程序转向执行相应的中断处理程序，并在执行完毕后返回主程序。其中可以利用一路定时器中断实现标准时间间隔，构成相对时间基准，即所谓时间“滴答”，用于系统调度和任务同步，这在实时控制系统中非常重要。在此基础上，定时任务在每次“滴答”发生时，对内存计数变量累加（或递减）获得“滴答”的整数倍定时功能，实现软件累积计时，又称软件定时器。例如一个 16 位无符号整型数最多可计数 65 536，假定基准时钟为 10ms，那么计数 100、200、300、…、1000 分别对应 1、2、3、…、10s，这一系列的软件定时器在控制软件需要处理多个控制回路时是十分重要的。

单任务查询式程序的优点在于结构简单、功能明确、调试方便。这种结构形式的软件不仅适用于具有专项功能的小型化的计算机测控系统，也可以应用于规模较大的、任务相互关系简单且实时性要求不高的测控系统中。

### 3.2 控制软件的中断机制

中断机制是计算机实现多任务运行的关键。中断请求信

号由硬件发出，系统识别信号后，首先暂时挂起当前正在执行的程序，存储当前运行的完整状态信息，转而处理中断服务任务。当中断服务程序完成之后，则反过来操作，恢复保存的状态，继续被中断的程序的运行过程。图 3.5-6 为典型的中断服务过程，系统或外部输入信号都可申请中断服务。若中断服务程序被更高优先级的任务中断，则称为中断嵌套，具有抢占特性。中断技术的应用是实时系统最显著的特征之一。

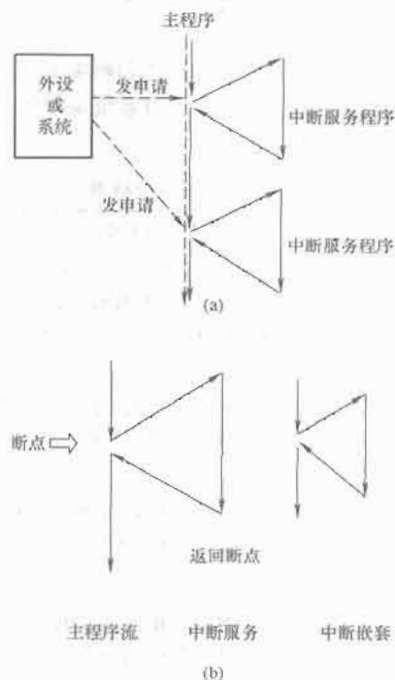


图 3.5-6 典型的中断服务过程

(a) 程序的中断过程；(b) 中断服务与中断嵌套

在中断控制过程中，必须由硬件（中断控制器）完成以下操作：①保存是否响应中断请求的屏蔽信息；②建立当前中断相对已激活中断的优先级；③确定中断源和中断服务例程的存储地址（中断向量）。其中中断屏蔽用来选择允许或者禁止某一中断，是任务控制和相互间协调所必需。简单的中断处理器具有允许和禁止所有中断的屏蔽控制功能，而复杂的中断处理器则可能要考虑控制一组设备（中断源），并可动态调整中断优先级。

合理地利用优先级功能则使系统可随时处理实时性要求最高的任务，这时需要解决好中断嵌套问题。

常用的中断包括系统异常中断、定时器中断、输入/输出事件（如通信接收、发送）中断、实时时钟 RTC 中断等。

### 3.3 复杂应用系统的软件结构

多任务结构是计算机系统并行地运行多个不同的程序，分别处理不同的事件和完成不同的任务。其控制系统基本任务数据流关系大致如图 3.5-7 所示。具有多任务结构的软件，多个任务将以某种方式分时或按一定优先级分配占用 CPU 的执行时间。定时和事件中断机制是任务运行的基础，而任务的调度运行和任务切换是软件实现的关键。由于各任务有着不同的实时性要求，并要保证一定的可预测性，因此采用多任务结构软件的系统模型分析和设计往往比较复杂，需要专门的工具。通过合理设计多任务结构，软件可由多人分工完成，其开发、调试和测试也比较复杂。

多任务系统软件最简单的实现模式就是将任务分配成复



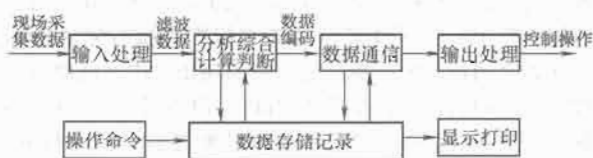


图 3.5-7 多任务控制软件数据流关系

杂的顺序例行任务（主程序，类似图 3.5-5 所示的简单结构），结合简单的、高优先级的中断任务（以定时器和外部信号等作为中断源），构成多程序流结构。例行任务与中断任务之间通过共享存储器信息进行任务通信，共享信息可分为数据变量（块）和（多）邮箱两种，前者可按约定变量地址随机反复读写，后者按邮箱进行投递处理。同一优先级下顺序处理的简单的输入输出多任务模型如图 3.5-8 所示，各任务按规定顺序执行。复杂情况下，各任务按不同优先级进行任务调度管理，则各任务可由各种方法（条件  $C_i$ ）激活、终止、挂起（见图 3.5-9）。

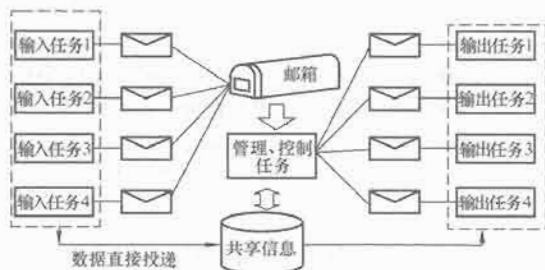


图 3.5-8 简单多任务及任务间通信模型



图 3.5-9 复杂多任务及任务间通信模型

采用具有抢占特性的优先级任务调度运行时，多任务之间的同步是十分重要的，需要采取各种有效措施协调解决。

基本多任务系统的调度可以基于硬件机制和自行开发的管理内核程序，但复杂运行环境下的实时软件，其软件或硬

件结构过于复杂，任务的分配和激活等调度就需要实时操作系统来完成，以保证更合理的结构和资源管理。不同的实时操作系统采用不同的机制管理不同的优先级任务和资源，包括中断、时钟、任务控制表等。

高功能的现代处理器可以提供完善的异常处理、中断控制、任务管理和切换保护机制，典型的如英特尔 80386 (IA-32) 以后的处理器，其多任务管理结构如图 3.5-10 所示。

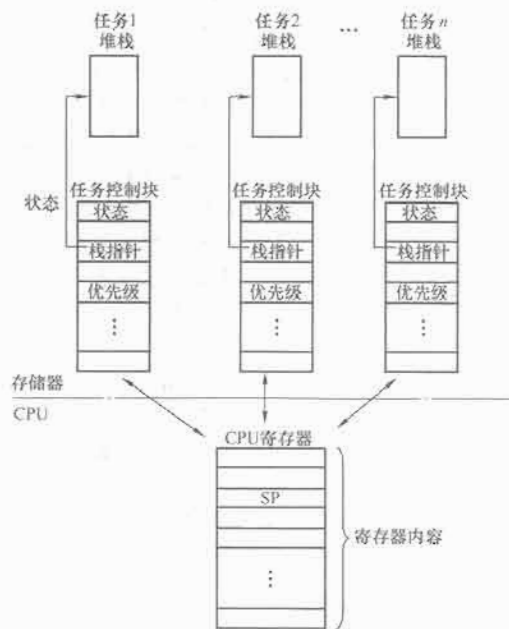


图 3.5-10 IA-32 多任务管理结构

### 3.4 基于客户端/服务器 (C/S) 模式的结构

这是近年来面向分布式网络化运行环境的多机运行软件结构。在基于客户端/服务器 (Client/Server, C/S) 模式的运行系统中，主要的软件功能模块可以灵活地运行在以 TCP/IP 协议连接的网络节点上，既可以运行在支持多用户、多任务环境的本机系统上，也可运行在连接在网络上不同物理位置的历史数据服务器、Web 服务器、I/O 服务器、报警服务器和登录服务器上，通过本地或网络连接通信，实现服务器的相互访问而达到数据共享；而用户端程序可以访问各服务器的实时和历史数据信息，进行数据监视、显示等操作。这样将整个应用程序分配给多个服务器运行，各服务器站点间的变量可以相互引用，提高整体结构的容量并改善系统的性能。典型的分布式系统结构如图 3.5-11 所示。

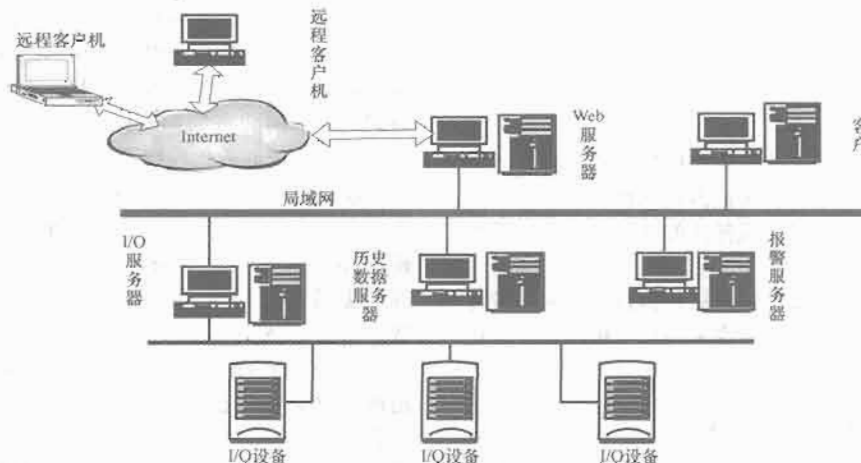


图 3.5-11 C/S 架构分布式软件系统结构

系统在网络结构上的配置是灵活多样的,服务器可以是物理的,也可以是逻辑的。例如,借助于多任务操作系统,一台工控机可以承担一种服务器或同时承担多种服务器的工作,也可同时作为其他服务器的客户端。在系统负荷较重、数据较多或对实时性要求较高的场合可以将系统任务分散,提高系统处理速度。在系统负荷较轻、数据较少或实时性要求不高的场合,可以把一台工控机配置成多种服务器,节省硬件投入。在这种模式下开发的软件,相互的设备连接往往是机器名或IP名下的设备或数据库或变量表。

(1) I/O服务器:负责数据采集并发布,与现场设备或现场网络连接,并把数据信息发布到信息网络。可以按照不同的需要定义一个或多个I/O服务器,每个服务器相对独立,分别执行各自的刷新任务。该服务器主要实现设备驱动、实时数据的采集、处理以及控制策略的计算功能。

(2) 报警服务器:用于存储系统的报警信息。若某个站点被指定为一个或多个I/O服务器的报警服务器,系统运行时,I/O服务器上产生的报警信息将通过网络传输到指定的报警服务器上,经报警服务器验证后,产生和记录报警信息。

(3) 历史数据服务器:用于存储系统中的历史数据信息。若某个站点被指定为一个或多个I/O服务器的历史数据服务器,系统运行时,I/O服务器把需要记录的历史数据传输到历史数据服务器站点上保存。

此外还可根据需要建立登录服务器、Web服务器等用于网络管理和信息的互联网发布等,详见第8章。

## 4 实时软件任务调度

### 4.1 实时任务与线程

所谓任务在这里是指共享其他任务数据、资源的独立计算机指令序列。工业控制软件是由各个相对独立的任务协调、作用构成的具有一定功能的操作程序。线程可以看成是任务中封装较为松散、独立性稍弱的一类。

### 4.2 实时控制软件中的任务调度

虽然实时系统可以采用各种调度算法,但在实时控制应用系统软件设计中通常采用比较简单的四种任务分配算法:

(1) 顺序分配: A-B-C-D-E..., 每个任务均有一次机会可以执行到全部完成。这是最简单也是实时性最差的一种。

(2) 预置循环技术: 每项任务只分配到很短的执行时间,然后CPU转向下一任务,如前一任务在短时间内未完成,则CPU下次转向它时再次得到执行时间,即

A1-B1-C1-D1-E1-A2-B2-C2...

其中  $A = \{A1 + A2 + \dots\}$

$B = \{B1 + B2 + \dots\}$

$C = \{C1 + C2 + \dots\}$

:

(3) 优先调度法: 较优先的任务获得较长的执行时间或较多的执行次数,分为非抢占和可抢占式两种。

(4) 限时调度法: 确定将完成各任务的时间,然后系统根据此调度。

实际控制软件中实时性要求低的后台例行任务采用顺序循环执行,前台任务可根据需要混合采用后三种技术,并可根据实时性要求分配优先级。

### 4.3 实时系统中的任务同步与通信

由于各任务具有相对独立性,往往按照各自独立的、不

可预知的速度向前推进执行或由随机事件激活。在实时多任务控制软件中,为了使多个任务有规则地执行完成整体功能,任务之间还需要交换信息,协调同步工作。这种信息交换称为任务间通信,包括任务之间的互斥和同步信息、各类数据。任务间通信可以通过查询或中断接收、公用数据区、邮箱等方式进行。

多任务结构使得各任务程序的开发设计相对简单,但也使实现完整的系统功能变得复杂,尤其是引入抢占式优先级调度机制的系统。

(1) 任务的时间同步: 任务执行相对延时或定时周期性激活。

(2) 任务启动和停止: 按照某一条件控制任务的运行。

(3) 任务之间的互斥和同步: 各任务进程共享资源(硬设备资源和数据资源),但资源在某一时刻只能由某一任务使用,因而具有排他性。这就是任务之间形成的相互制约、互斥地使用资源、互相竞争的关系,也是一种特殊的同步关系,需要采取特殊的措施。

例如,两个任务可能共享某一资源(称为临界区),如外设、缓冲区、数据变量等,为保证整个系统正确运行,防止它们错误地同时访问临界区,必须采取控制措施协调任务,包括软件和硬件方法,如状态查询、信号灯等。

(1) 软件加锁——信号灯(Semaphore)或标志: 以Flag(i)指示任务i正占用某资源,指针Token指示应该任务i占用。

(2) 硬件为基础: 对临界区的访问采用单执行指令操作: 加锁(关中断),临界区访问期间禁止抢占(中断)。

需要注意的是软件方法中信号灯、标志本身就是临界资源,其访问也需考虑同步问题;还可能引起优先级反转。另外当临界区数据资源的处理时间较长时,不宜在加锁阶段处理,可以适当建立缓冲区,关中断的同时将临界资源整块复制到缓冲区处理,进而减少对临界区的访问时间。

## 5 控制与处理软件

### 5.1 基本要素

控制与处理软件设计首先需要确定软件的组成模式、数值计算模式和控制数据结构。

#### 5.1.1 软件组成模式

实时控制系统软件中,核心应用任务包括输入/输出信号转换、滤波计算、控制计算、检测报警等。在软件设计中可以简单地以回路为单位构成任务,即从输入转换、处理、控制到输出处理、转换顺序进行,回路计算效率高,但整体协调性差,更多的系统设计采用系统硬件与软件相对分离的模式,构建硬件设备映像变量区,各软件按功能划分任务,分别对应不同的资源和映像操作,如图3.5-12所示。这种模式广泛用于商业化控制系统中。

输入输出设备一端与被控对象、其他设备逻辑上连接,负责把开关/通断状态(电平)和连续的模拟信号转换成相应通道的数字量,输入刷新管理任务负责定时完成数据转换和处理,再把相关量转换成二进制或十进制数存放在输入映像区中;应用任务根据记忆信息和最新输入量进行处理与控制计算,产生新的输出量存放到输出映像区,由输出刷新管理任务定时完成转换送往外部设备。

无论采取何种模式,都面临各种复杂的处理与控制计

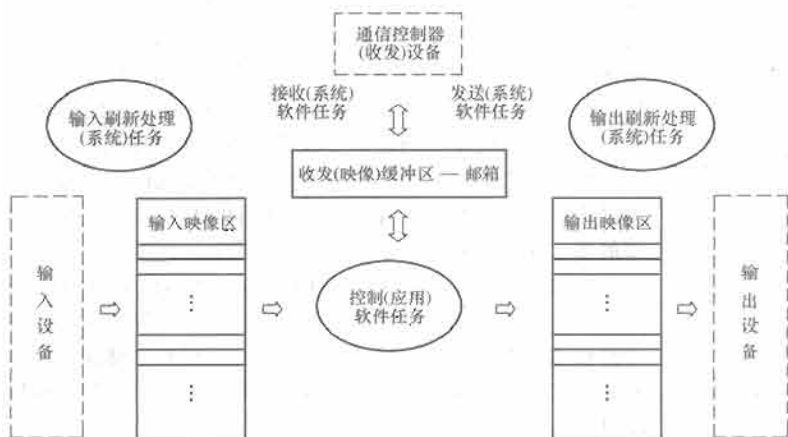


图 3.5-12 硬件与软件相对分离的控制系统多任务软件结构

算,需要解决计算精度和速度问题,如定点数和浮点数的选择、格式以及浮点数计算的实现。

### 5.1.2 数值计算模式

计算机通常只能进行整数型运算,但各类工程量数值多数带有小数,并有一定的计算精度要求。小数点在计算机中通常有两种表示方法,一种是约定数值数据的小数点隐含在某一个固定位置上,称为定点表示法,简称定点数;另一种是小数点位置可以浮动,称为浮点表示法,简称浮点数。相对而言,浮点数能够表达更宽的数值范围,而无论是定点数还是浮点数,数据位的个数决定了数据的精度。

在控制计算机系统设计,数据处理的复杂程度和实时性要求决定选择普通定点还是带浮点处理功能的处理器(协处理器 FPU 也称浮点加速器)。普通定点处理器一般用于小型控制计算机,由于处理能力有限,主要处理定点小数。定点小数计算中由于需要保证基本的计算精度,避免数据溢出,必须经常调整小数点位置,可用于范围确定的应用计算,而不适用于数据范围不确定的通用数据处理。在速度允许的情况下,也可选用低精度浮点数(如三字节浮点数),这时一般利用专门的基本浮点算法库。对于需要复杂计算的系统,浮点加速器(协处理器)能够完成高速的浮点计算。基本测试表明,带有协处理器 8087 的 5MHz 的 8086/8087 计算速度大约是定点处理器 8086 浮点数仿真计算速度的 1000 倍。另一方面,为了保证必要的精度和容错能力,还需要设计相应的浮点数格式、函数库,或根据浮点处理器的数据格式,及时判断数据异常状态,避免严重出错(如除零溢出等)。

一般的软件编译器支持标准的浮点数,如微软标准浮点数、IEEE 754 标准浮点数,后者为一般浮点处理器所支持。

IEEE 754 标准浮点数支持整型和浮点数。浮点数由阶码和尾数组成,格式如下

$$(-1)^S 2^E (D_{P-1} D_{P-2} \cdots D_1 D_0)$$

其中数符  $S$  占 1 位,0 表示正数,1 表示负数;指数项  $E$  的基数是 2,  $E$  是一个带有一定偏移量的无符号整数;尾数部分  $D$  是一个带有一位整数位的二进制小数真值形式,其规格化形式应调整阶码使其尾数的整数位  $D_{P-1}$  为 1 且与小数点隐藏起来。表 3.5-7 列出了微机中三种标准浮点数的组成参数位数。

表 3.5-7 微机中三种不同类型标准浮点数的表示

参 数	单精度	双精度	扩展精度
浮点数长度(位)	32	64	80
符号位数	1	1	1
尾数长度 $P$ (位)	23+1(隐)	52+1(隐)	64
阶码 $E$ 长度(位)	8	11	15
最大阶码	+127	+1023	+16 383
最小阶码	-126	-1022	-16 382
阶码偏移量	+127	+1023	+16 383
表示数的范围	$10^{-38} \sim 10^{38}$	$10^{-308} \sim 10^{308}$	

### 5.1.3 控制数据结构

控制软件中计算处理速度和可靠性要求较高,因此主要采用顺序结构,并静态分配存储空间,很少采用复杂的数据结构和动态分配存储单元方法。常用的数据结构有线性表、数组、堆栈和队列。由于应用程序和数据可能存储在不同类型的存储器中,为了保证应用程序的可固化和参数本身的在线可修改特性,常常利用指针技术。所谓指针就是某类变量的地址。对功能模块的属性,有时也可使用成员变量,即构成相对偏移量。但是在监控级以上的计算机开发中,可能用到各种复杂的数据结构,如链表、结构等。

## 5.2 输入信号转换与离散化

### 5.2.1 连续量的采样

计算机控制系统中,首先需要测量被控对象的各种信号。测量时,一般由传感器把物理信号转换成电信号,包括逻辑开关量和连续的模拟信号,处理器每隔一定时间将信号转换成数字量。离散的开关通/断或高低电平状态转换成 0/1 逻辑量,连续的模拟量需用模数转换器 ADC 线性地转换成对应的数字量值。如力矩信号  $0 \sim 10\text{N} \cdot \text{m}$  可能对应直流电压信号  $0 \sim 5\text{V}$ ,由 12 位 ADC 线性转换为  $0 \sim 4095$  数字量,实现信号采样,分辨率为  $1/4095$ ,即  $0.1221\text{mV}$  或  $0.00244\text{N} \cdot \text{m}$ 。

两次采样之间的时间间隔就是采样周期  $T$ ,采样获取的数字信号反映了  $T$  整数倍时刻 ( $t=kT, k=0, 1, \dots$ ) 时的信号,因此在时间上是不连续的(即离散的)。从信号的复现性考虑,采样周期不宜过大,或者说采样频率  $\omega_s$  不能过低。由香农(Shannon)采样定理可知,当采样频率的上限为  $\omega_s \geq 2\omega_{\max}$  时( $\omega_{\max}$  为信号分量最大频率,也称奈奎斯特频率),系统可真实地恢复原来的连续信号。因此从理论上讲,采样频率越高,失真越小。但在控制系统中采样信号要提供给控制器进行控制计算,考虑信号复原和控制效果,采样周期必须综合考虑选择。

### 5.2.2 模拟控制器的离散化

计算机控制系统还需要解决模拟控制器的离散化问题。从信号理论的角度看,模拟控制器用于反馈控制系统是作为校正装置来使用的,选择模拟控制器的离散化方法时,首先必须保证模拟控制器离散化控制算法的基本特性。表征模拟校正装置的主要参数有:①极点与零点的数目;②频带宽度与截止频率;③增益;④相位裕度;⑤幅值裕度、超调量、闭环频率、响应峰值等,但在数字控制系统中往往只采用非常简单的计算方法。常用的模拟控制器离散化方法有反向和正向差分法,更高精度、更复杂的双线性变换方法、脉冲响应不变方法( $Z$ 变换方法)、阶跃响应不变方法(保持  $Z$  变

换)和零点匹配Z变换主要用于特殊要求的场合。

反向差分方法是工程上最常用的、简单的变换方法,用一阶反向差分置换一阶导数,有

$$\left. \frac{dy(t)}{dt} \right|_{t=kT} \approx \frac{y(t) - y(t-T)}{T} \bigg|_{t=kT}$$

这种变换方法也适用于高阶导数,如对二阶导数,其反向差分变换为

$$\begin{aligned} \left. \frac{d^2 y(t)}{dt^2} \right|_{t=kT} &\approx \frac{dy(t)/dt - dy(t-T)/dt}{T} \bigg|_{t=kT} \\ &\approx \frac{y(t) - 2y(t-T) + y(t-2T)}{T^2} \bigg|_{t=kT} \end{aligned}$$

也可以用数值积分逼近连续积分得到,设积分  $y(t) = \int_0^t x(t)dt$ , 其拉氏变换为  $\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{s}$ 。

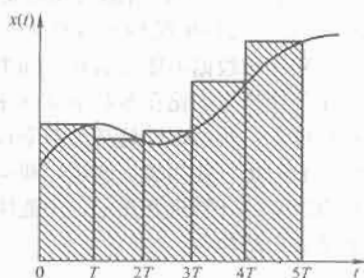


图 3.5-13 反向差分变换的近似面积积分

根据图 3.5-13 所示的反向差分变换近似面积关系,有

$$y(kT) = T \sum_{i=1}^k x(iT)$$

$$y[(k-1)T] = T \sum_{i=1}^{k-1} x(iT)$$

式中:  $y(kT)$  表示  $t = kT$  时的积分面积。

两式相减得

$$y(kT) - y[(k-1)T] = Tx(kT)$$

两端取 Z 变换, 经整理得

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{T}{1-z^{-1}} = \frac{Tz}{z-1}$$

可知, 当用反向差分变换将  $D(s)$  离散化时, 可将  $D(s)$  中的  $s$

直接用  $s = \frac{1-z^{-1}}{T} = \frac{z-1}{Tz}$  代入即可, 即

$$D(z) = D(s) \bigg|_{s = \frac{z-1}{Tz}}$$

与反向差分变换类似, 正向差分变换用一阶正向差分置换导数项, 但实现上有一定困难。

### 5.3 信号输入预处理

输入信号处理包括信号测量转换、预处理、抗干扰滤波、线性化处理、工程量变换以及异常监测报警等。由于传输通道存在干扰, 测量数据的数值范围、精度要求各不相同, 有的参数与几个被测的线性或非线性的变量有关。为了准确地获取数据信息, 一般要进行一些预处理, 其中最基本的是系统误差的自动校准、线性化处理和标度变换。

#### 5.3.1 系统误差的软件校准

系统误差是指在相同条件下, 经过多次测量, 误差的数

值(包括大小、符号)保持恒定, 或按某种已知规律变化的误差。这种误差的特点是在一定的测量条件下, 其变化规律是可以掌握的, 产生误差的原因一般也是可知的。因此, 系统误差是可能通过适当的技术途径来确定并加以校正的。例如, 在系统的测量输入通道中, 一般均存在零点偏移和漂移, 产生放大电路的增益误差及器件参数的不稳定等现象, 影响测量数据的准确性, 这些误差都属于系统误差。有时必须对这些系统误差进行自动校准。其中偏移校准在实际中应用最多, 并且常采用程序来实现, 称为数字调零。

除数字调零外, 还可以采用偏移和增益误差的自动校准。自动校准的基本思想是在系统开机后或每隔一定时间自动测量基准参数, 然后计算误差模型, 获得并存储误差补偿系数。在正常测量时, 根据测量结果和误差补偿系数计算校准量, 从而消除误差。

#### 5.3.2 线性化处理

在计算机控制系统中, 把物理量转换为电信号的传感器大多具有非线性特征, 不便于计算和处理, 有的甚至很难找出明显的数学表达式。例如, 在温度测量中, 热电阻及热电偶的阻值与温度的关系、热电势与温度的关系都为非线性关系; 在流量测量中, 孔板差压与流量的关系也是非线性关系。此类问题在模拟仪表及测量系统中解决起来相当麻烦, 在计算机控制系统中可以用软件的方法进行校正, 这样既能节省硬件开支, 而且精度也大为提高。常用的线性化处理方法有三种: 计算法、查表(插值)法及折线法(局部线性化法), 其中查表法又有顺序查表法、计算查表法及对分查表法三种, 折线法也分等距分段法和不等距分段法。

#### 5.3.3 标度变换

控制系统中的各个参数都有不同的量纲。例如, 压力单位为 Pa, 流量单位为  $m^3/h$ , 温度单位为  $^{\circ}C$ , 一般称这些量为工程量。工程量经传感器和 A/D 转换后得到一系列的数字量。这些数字量与原来工程量的量纲不同, 它仅仅对应于工程量的大小, 因此, 必须把它转换成带有量纲的数值后才能运算、显示或打印输出, 这种转换就是标度变换。标度变换有各种类型, 它取决于被测参数的信号类型, 应根据实际要求来选用适当的标度变换方法。

(1) 线性参数的标度变换。线性参数标度变换是最常用的标度变换方法, 其前提条件是被测参数值与 A/D 转换结果为线性关系。线性标度变换公式为

$$A_x = (A_m - A_0) \frac{N_x - N_0}{N_m - N_0} + A_0$$

式中:  $A_0$  为测量量的下限;  $A_m$  为测量量的上限;  $A_x$  为实际测量值(工程量);  $N_0$  为下限所对应的数字量;  $N_m$  为上限所对应的数字量;  $N_x$  为测量值所对应的数字量。

(2) 非线性参数的标度变换。有些测出数据与实际的参数不是线性关系, 而是由传感器和测量方法决定的函数关系。若这些函数关系可用解析式来表示, 可直接采用解析式来计算。

典型应用中, 用差压变送器来测量流量时, 由于差压与流量的平方成正比 ( $Q = K \sqrt{\Delta p}$ ), 这样, 实际流量  $Q$  与差压变送器经 A/D 转换后的测量值  $N_x$  成平方根关系, 这时可采用如下计算公式:

$$Q_x = (A_m - A_0) \sqrt{\frac{N_x - N_0}{N_m - N_0}} + A_0$$

式中:  $Q_x$  为实际测量值(工程量)。



### 5.3.4 特殊信号的数字处理算法

特殊信号属性的获取或特殊滤波器的计算往往需要专门的数字信号处理算法。广义来说,数字信号处理是研究用数字方法对信号进行分析、变换、滤波、检测、调制、解调以及快速算法的一门技术学科。在某种意义上,数字信号处理又是研究有关数字滤波技术、离散变换快速算法和谱分析技术,并随着数字电路与系统技术以及计算机技术的发展,相应地得到发展,其应用领域十分广泛。数字信号处理就所获取信号的来源而言,有通信信号的处理、雷达信号的处理、遥感信号的处理、控制信号的处理、生物医学信号的处理、地球物理信号的处理、振动信号的处理等;若以所处理信号的特点来讲,又可分为语音信号处理、图像信号处理、一维信号处理和多维信号处理等。控制系统应用中,一方面主要依托于专门的数字信号处理器(DSP),以其特有的算法指令快速获取信号处理结果,尤其是构成特殊的信号输入智能模块;另一方面也可以利用数字信号处理算法进行数字滤波、离散快速变换和谱分析计算。

### 5.4 常用数字滤波

数字滤波是滤除信号噪声,平滑控制操作的有效方法,前者属于计算机系统抗干扰技术,详见本篇第9章。

所谓数字滤波器常用来指一个离散时间系统。通常把数字滤波器定义为:“一种把一个采样信号或一系列的数值(作为输入)转换成另一系列的数值(作为输出)的计算过程或算法,这个计算过程可能是低通滤波(平滑)、带通滤波、插值、求导等”。在一般计算机控制系统中,数字滤波在功能上就是在计算机中用某种软件计算、判断方法对输入信号进行数学处理,以减少干扰在有用信号中的比重,提高信号的真实性,或在输出时避免突变引起不稳定或设备损坏。数字滤波器与模拟滤波器相比,有以下优点:

(1) 数字滤波是用程序实现的,不需增加硬设备,而且滤波器(滤波程序)可由多个通道共享,降低了开发成本。

(2) 数字滤波可以对频率很低的信号进行滤波,甚至构成超大时间常数的惯性,克服了模拟滤波器的缺点。

(3) 数字滤波使用方便灵活,可以根据不同的信号,更改程序或参数获得不同的滤波方法或滤波功能。

(4) 数字滤波由于不用硬设备,可靠性高,稳定性好,各回路间不存在阻抗匹配等问题。

由于数字滤波器具有以上优点,所以在计算机控制系统中得到了广泛的应用。数字滤波器可以用其系统特性来分类,如线性、移位不变性、因果性、稳定性等,也可以用其频率响应形式来进行分类。数字滤波的方法很多,可根据不同的测量参数进行选择。电气自动化系统中多数为低通滤波器,主要用于滤去尖峰噪声脉冲,改善测量精度。数字滤波常用的系统信号处理算法有一阶滞后/惯性滤波、平均滤波、变化率限幅、滑动平均等。

(1) 一阶滞后(惯性)滤波。由

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{1}{1 + T_s}$$

离散化后得到

$$y(n) + \frac{T}{T_s} [y(n) - y(n-1)] = x(n)$$

$$y(n) = \frac{T_s}{T_s + T} x(n) + \frac{T}{T_s + T} y(n-1) \\ = a_1 x(n) + a_2 y(n-1)$$

$$a_1 + a_2 = 1$$

式中:  $T_s$  为计算周期,  $T$  为滤波时间常数。

其滤波效果对均值为0的噪声十分有效。

(2) 算术平均滤波。算术平均滤波是把  $n$  个采样值相加,取其算术平均值作为本次有效采样值,计算式为

$$\bar{x}_n = \frac{X_1 + X_2 + \cdots + X_n}{n} \quad n \geq 4$$

或

$$\bar{x}_n = \frac{X_1 + X_2 + \cdots + X_n - X_{\min} - X_{\max}}{n-2} \quad n \geq 5$$

其中  $X_{\min}$  和  $X_{\max}$  分别为  $n$  个值中的最小和最大值。算术平均滤波适用于对周期脉动的采样值进行平滑滤波,如流量、压力等信号的测量,但对脉冲性干扰的平滑效果不理想。平滑滤波程度完全取决于  $n$ , 当  $n$  较大时,平滑度高,但灵敏度低,即外界信号的变化对测量计算结果的影响小。

(3) 变化率限幅。当  $|\Delta X_n| > \Delta X_{\max}$  时,有

$$y_n = y_{n-1} + \Delta X_{\max} * \text{sgn}(\Delta X_n)$$

(4) 滑动平均滤波:

$$\bar{y}(n) = \frac{x(n) + x(n-1) + \cdots + x(n-m+1)}{m} \quad (\text{平均加权})$$

滑动加权平均为

$$\bar{y}(n) = a_1 x(n) + a_2 x(n-1) + \cdots + a_{n-m} x(n-m+1) \\ a_1 + a_2 + \cdots + a_{n-m} = 1$$

### 5.5 输入异常监测报警

一般经过预处理和数字滤波处理的信号,就可以用于监测和控制。基本的监测功能有监测量越限和变化率越限报警监测等,这种报警可以是双向越限、正向越限、反向越限。在应用中报警一般作为事件进行处理,因此处理时应具有滞回死区特性,即在指定报警限的同时,必须指定恢复死区 DL, 即当监测量从报警状态进入正常区域的 DL 范围内才解除报警状态,以避免反复、重复报警提示和记录,如图 3.5-14 所示。

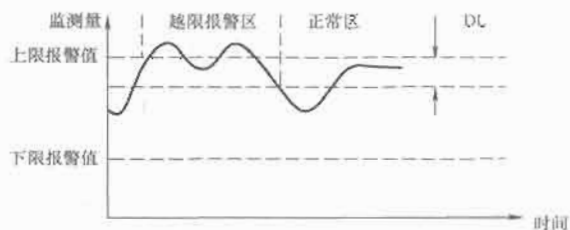


图 3.5-14 带死区的信号报警监测

### 5.6 输出信号处理

输出控制信号一般通过数模转换器直接得到连续的模拟信号,即幅度控制输出。输出信号需要检查增量是否越限或是否在规定的范围内。此外输出信号也可利用数字滤波进行平滑,避免输出剧烈变化。

另一种输出是将幅度转换成开关量输出的时间宽度,即所谓的软件脉冲调宽(PWM)。通过把输出量相对满量程的百分比  $u$  转换成逻辑“真”输出时间  $T_{on}$ , 使  $T_{on}/T = u$  (%)。其中,  $T$  为控制周期,通常是最小软件定时周期  $T_c$  的整数倍,如  $T=100T_c$ , 它可决定时间分辨率,并影响控制效果。

## 6 常规数字控制算法

PID 控制是迄今为止应用最广泛、最有效的控制方法,大多数反馈回路采用该方法或其变形来控制。一方面是由于 PID 控制器具有简单而固定的形式,面向非参数模型,在很宽的操作条件范围内都能保持较好的鲁棒性;另一方面是因为 PID 控制器允许工程技术人员以一种简单而直接的方式来调节系统。与常规模拟控制系统不同的是,数字 PID 控制通过计算机软件进行输入控制和输出运算,达到直接数字式控制的目的。闭环控制系统结构如图 3.5-15 所示,定时进行数字控制运算,根据对象(过程)变量 PV 与设定量 SV 的偏差 DV 进行 PID 调节运算,获得输出操作量 MV,进行数模变换输出到执行机构,影响被控对象。



图 3.5-15 数字控制系统结构

直接数字运算一般由输入处理、控制运算和输出处理三部分组成,并按多种周期进行运算,即输入处理周期  $T_s$  (采样周期的若干倍)、控制计算周期  $T_c$  和供多机协作/人机显示用的通信周期 ( $T_{\Sigma}$ )。周期的选择  $T_s$  不大于主要扰动周期的  $1/10$ ,同时兼顾人机工程学原则,保证人机指示的周期一般为  $0.5 \sim 2s$ ,且  $T_s \leq T_{\Sigma}$ ;有时为了减小干扰,进行数字滤波,系统内部还采用更小的采样周期,获取区间平均或变化率限幅等处理效果。 $T_c$  则与具体控制回路特性有关,并随其他控制参数一起设计、整定,详见 6.5。

### 6.1 控制运算概述

直接数字控制算法是在常规模拟 PID 控制规律基础上进行离散化处理,并加入若干处理计算功能获得。常规的 PID 三作用的时域算式为

$$MV(t) = \frac{100}{PB} \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (3.5-1)$$

考虑输出  $0 \sim 100\%$ ,经拉氏变换得到式 (3.5-2)。

$$MV(s) = \frac{100}{PB} \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) E(s) \quad (3.5-2)$$

其中,比例带  $PB$  (Proportional Band, 信号  $0 \sim 100\%$ ),反映了信号量程范围在一定情况下输出对输入的线性比例关系,如图 3.5-16 所示,也间接反映了输出对于输入的灵敏度。

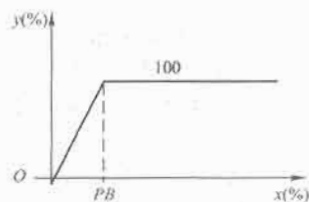


图 3.5-16 输出  $y$  相对输入  $x$  的线性比例关系

PID 控制规律由比例项、积分项和微分项三个部分组成,分别对应偏差的当前、历史和未来(变化率)信息,全

面地反映了被控量的状态。图 3.5-17 为偏差为阶跃信号时的三种作用和综合输出作用的示意图。

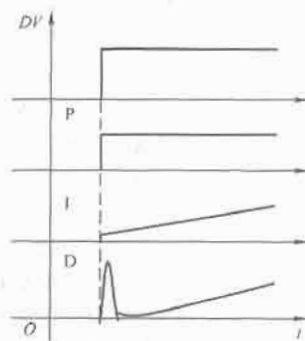


图 3.5-17 偏差为阶跃信号时的 PID 三种作用和综合输出作用

### 6.2 数字 PID 及其改进算法

基本 PID 的离散化即在连续运算算式的基础上进行离散化,常采用一阶离散近似,即一阶差分代替微分算子;用求和和近似积分。根据应用环境和处理计算方法可用两种形式进行计算,即位置型(全量)和速度(增量)型。式 (3.5-3) 为具有固定控制周期  $T_c$  的 PID 第  $n$  次计算输出偏差和操作量。

$$DV(n) = e(n) = SV(n) - PV(n)$$

$$MV(n) = \frac{100}{PB} \left[ e(n) + \frac{T_c}{T_i} \sum_{k=1}^n e(k) + T_d \frac{e(n) - e(n-1)}{T_c} \right] \quad (3.5-3)$$

式 (3.5-3) 又称位置型(全量)算式。算式处理时需要记忆上次偏差  $e(n-1)$  和全部历史偏差之和  $\sum e(k)$  这两个历史信息单元。

同样对于速度型(增量)算式,有  $MV(n) = MV(n-1) + \Delta MV(n)$ ,需要记忆  $e(n-1)$ 、 $e(n-2)$ 、 $MV(n-1)$  三个单元,即

$$\Delta MV(n) = MV(n) - MV(n-1)$$

$$= \frac{100}{PB} \left[ e(n) - e(n-1) + \frac{T_c}{T_i} e(n) + T_d \frac{e(n) + e(n-2) - 2e(n-1)}{T_c} \right] \quad (3.5-4)$$

位置 PID 和速度 PID 算法模块如图 3.5-18 和图 3.5-19 所示。



图 3.5-18 位置 PID 算法模块

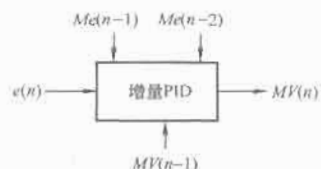


图 3.5-19 速度 PID 算法模块

控制计算实现  $t = nT_c$  时刻,全量的递推记忆单元为  $Me(n-1) = e(n)$ ,  $M\Sigma = M\Sigma + T_c/T_i e(n)$

增量为

$$\begin{aligned} MV(n-1) &= MV(n) \\ Me(n-2) &= Me(n-1) \\ Me(n-1) &= e(n) \end{aligned}$$

需要考虑的问题是计算过程的初始状态如何确定。一般选择零初值处理,但当系统由手动切换到自动时,一般要求无扰切换,所以选取  $MV(n-1)$  为切换前的手动输出,而偏差为 0。

为了实现不同环境的需要,实用的 PID 控制在基本 PID 算式的基础上进行了各种改进,如不完全微分、积分分离/限幅、输出限幅以及各种非线性处理。

(1) 不完全微分:用于滤去微分尖峰,避免输出剧变或超限。

微分项加惯性滤波为

$$\begin{aligned} \frac{U(s)}{E(s)} &= T_d s \rightarrow \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{T_d s}{1 + \frac{1}{m} T_d s} \\ (m &= 10 \sim 20, \text{微分增益}) \\ U_n + \frac{T_d}{m} \frac{U_n - U_{n-1}}{T_c} &= T_d \frac{e_n - e_{n-1}}{T_c} \\ u_n &= \frac{1}{T_c + \frac{1}{m} T_d} \left[ T_d (e_n - e_{n-1}) + \frac{T_d}{m} u_{n-1} \right] \quad (3.5-5) \end{aligned}$$

完整算式(位置型)为

$$MV(n) = \frac{100}{PB} \left\{ e(n) + \frac{T_c}{T_i} \sum_{k=1}^n e(k) + \frac{T_d}{T_c + \frac{1}{m} T_d} \times \left[ e(n) - e(n-1) + \frac{1}{m} u_n \right] \right\}$$

$$\text{递推} \quad u_n = \frac{1}{T_c + \frac{1}{m} T_d} \left[ T_d (e_n - e_{n-1}) + \frac{T_d}{m} u_{n-1} \right] \quad (3.5-6)$$

增量型的算式为

$$\begin{aligned} MV(n) &= MV(n-1) + \frac{100}{PB} \left[ e(n) - e(n-1) + \frac{T_c}{T_i} e(n) + u_n - u_{n-1} \right] \\ &= MV(n-1) + \frac{100}{PB} \left\{ e(n) - e(n-1) + \frac{T_c}{T_i} e(n) + \right. \\ &\quad \left. \frac{T_d}{T_c} [h(n) - h(n-1)] \right\} \end{aligned}$$

其中记忆量递推

$$\begin{aligned} h(n) &= e(n) - e(n-1) + \frac{\frac{T_d}{m}}{T_c + \frac{T_d}{m}} \times \\ &\quad [h(n-1) - e(n) + e(n-1)] \quad (3.5-7) \end{aligned}$$

(2) 积分分离限幅:通过积分项的限幅,防止积分饱和,以保证一旦脱离饱和条件后能快速从饱和和异常状态恢复正常调节。

$$\Sigma e = \begin{cases} \Sigma e_{\max} & \Sigma e \geq \Sigma e_{\max} \text{ (积分项上限)} \\ \Sigma e_{\min} & \Sigma e \leq \Sigma e_{\min} \text{ (积分项下限)} \\ \Sigma e + e(n) & \Sigma e_{\min} < \Sigma e < \Sigma e_{\max} \end{cases}$$

(3) 输出限幅:将输出限制在  $ML$  (下限) 到  $MH$  (上限) 之间,即

$$MV(n) = \begin{cases} MH & MV(n) \geq MH \\ ML & MV(n) \leq ML \\ MV(n-1) + \Delta MV(n) & ML < MV(n) < MH \end{cases}$$

(4) 输出增量  $[\Delta MV(n)]$  限幅:将每次输出增量限制在增量下限与上限之间。

(5) 微分先行:减小微分项对  $SV$  变化突变的反应(即微分冲击),其等效于  $SV$  加  $1/(1+T_d s)$  惯性滤波,如图 3.5-20 所示。

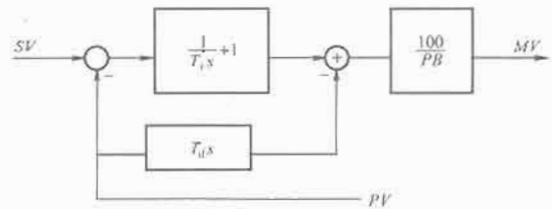


图 3.5-20 微分先行的 PID 改进算法模块

(6) 比例先行(I-PD):消除比例冲击,等效于  $SV$  加  $(1/T_i s)/(1+T_i s+T_d s^2)$  滤波,如图 3.5-21 所示。

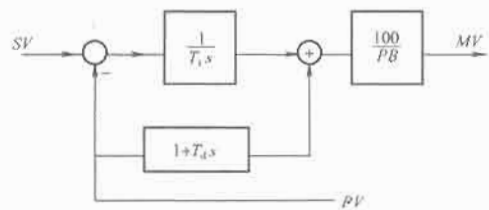


图 3.5-21 比例先行 PID 改进算法模块

(7) 非线性 PID:计算利用偏差死区非线性、偏差平方、折线非线性,其中最常用的是折线非线性。

1) 死区 PID,特性曲线如图 3.5-22 所示。修正量为

$$e' = \begin{cases} e-d & e > d \quad \text{大偏差时} \\ e+d & e < -d \\ 0 & -d \leq e \leq d \quad \text{小偏差时} \end{cases}$$

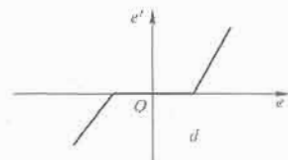


图 3.5-22 死区 PID 偏差特性

2) 偏差平方型 PID 的特性曲线如图 3.5-23 所示。修正量为

$$e' = e^2 \operatorname{sgn}(e)$$

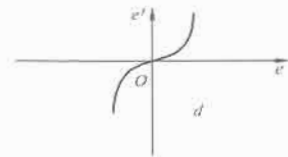


图 3.5-23 偏差平方 PID 偏差特性

3) 折线 PID,特性曲线如图 3.5-24 所示。修正量为

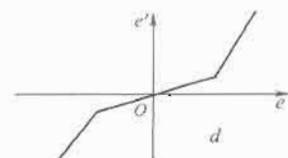


图 3.5-24 折线 PID 偏差特性

$$e' = \begin{cases} e - (1-k)d & e > d \text{ 大偏差时} \\ e + (1-k)d & e < -d \\ ke & -d \leq e \leq d \text{ 小偏差时} \end{cases}$$

(8) 控制作用: 为了保证控制算法的通用性, 根据执行机构和控制作用方向进行选择, 保证负反馈控制系统正常工作, 最终减小、消除偏差。

MV 输出作用与 PV 同向: 正作用 ( $DV = PV - SV$ ), 增大输出, 减小被控量。

MV 输出作用与 PV 反向: 反作用 ( $DV = SV - PV$ ), 增大输出使被控量增大。

一般默认为反作用模式, 适用于大多数系统。

### 6.3 软件控制模块的典型结构

典型的实用化通用 PID 算法的程序框图如图 3.5-25 所示, 包括正反作用和输入输出处理。其中偏差采用非线性折线, 并考虑到单回路手动/自动控制状态的无扰切换, 即在手动 (非闭环) 方式时, 输出单元应跟踪当前的输出 TV (记忆值), 后者可以来自对外部手动操作设备的反馈, 也可以是内部软手动输出变量。进入自动方式后, 控制模块在当前手动输出记忆值 (作为上次输出量) 的基础上开始调节运算。

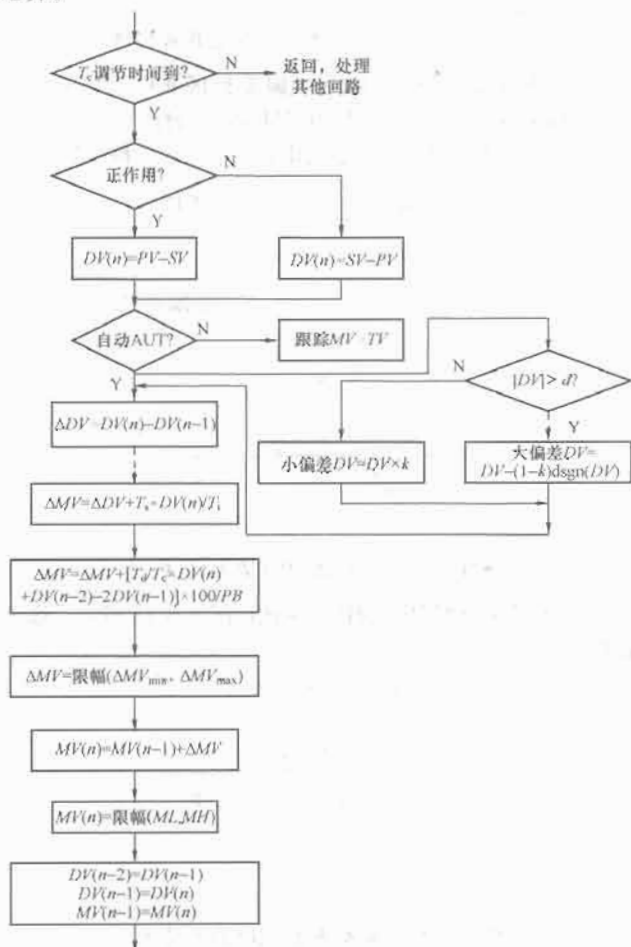


图 3.5-25 实用 PID 控制模块算法流程

### 6.4 常用算法模块

参考典型的控制系统, 主要用于一般应用型控制策略的实现。

(1) 基本算术运算模块: 同时需要解决信号线性变换, 算式为

$$\frac{x - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} = \frac{y - y_{\min}}{y_{\max} - y_{\min}} = \frac{Sx - SL}{SH - SL}$$

$SL$  (Signal Low) 和  $SH$  (Signal High) 分别为信号下限、上限, 按工程量计算,  $SH - SL = \text{量程}$ 。

(2)  $y = \sqrt{x}$ : 开方运算 (按信号 0~100% 开方), 如差压信号转换成流量信号。

例如: 4~20mA (1~5V), 则 12 位 AD 数字量  $x$  为 817~4095 对应流量 20~100L/m。

输入信号 12mA~50% (0.5), 有  $\sqrt{0.5} \times (100 - 20) + 20 = 76.2\text{L/m}$ , 以  $x$  输入 (817, 4095) 对应 0~1.0 (0~100%), 则

$$\frac{x - 817}{4095 - 817} = \frac{y' - 0}{1.00 - 0}$$

$$y' = \frac{x - 817}{4095 - 817} \quad (\text{输入量为 } 0 \sim 1.0)$$

即开方后折算输入  $y = \sqrt{\frac{x - 817}{4095 - 817}} (SH - SL) + SL$ 。

(3) 折线变换: 例如 10~13 段热电偶等非线性校正作为简单查表、插值计算的替代。

(4) 流量修正 (蒸汽): 温度、压力补偿为

$$F_c = \sqrt{\frac{T_b + 273.15}{T + 273.15}} \times \frac{P + 1.0332}{P_b + 1.0332} \times F_i$$

式中:  $F_i$  为检测量; 下标  $b$  表示设计 (标准) 量;  $T$  为温度,  $^{\circ}\text{C}$ ;  $P$  为压力,  $\text{kg/cm}^2$ 。

(5) 一阶惯性 (滞后)

$$Y(s) = \frac{K}{1 + T_1 s} \cdot X(s)$$

离散算法为

$$y(n) = \frac{1}{1+m} [Kx(n) - y(n-1)] + y(n-1)$$

其中

$$m = \frac{T_1}{T_s}$$

(6) 一阶超前 (微分) 为

$$Y(s) = K \frac{T_1 s}{1 + T_2 s} X(s) \quad T_1 = T_2$$

离散算法为

$$y(n) = \frac{KT_1}{T_2 + T_s} [x(n) - x(n-1)] + \frac{T_2}{T_2 + T_s} y(n-1)$$

(7) 超前滞后: 用途为前馈补偿、校正、仿真, 算式为

$$Y(s) = K \frac{1 + T_1 s}{1 + T_2 s} X(s)$$

$$y(n) = \frac{K}{T_2 + T_s} (T_s x(n) +$$

$$T_1 [x(n) - x(n-1)]) + \frac{T_2}{T_2 + T_s} y(n-1)$$

(8) 纯滞后: 软件实现如图 3.5-26 所示。

$$Y(s) = X(s) e^{-Ls}$$



图 3.5-26 纯滞后模块的软件实现

通过分配  $m$  个存储记忆单元, 每隔时间  $T_s$  运算一次, 按先入先出顺序每次右移一位, 进而获得精确的延时结果。



(9) 一阶 Smith 预估补偿为

$$Y(s) = \frac{K}{1+T_1 s} (e^{-Ls} - 1)$$

(10) 采样 PI 控制: 控制周期接近于纯延迟时间, 按所谓“等等看看”模式进行 PI 控制。

(11) 混合 PI 控制: 偏差  $DV = \int e(t) dt$ 。采用 PI 控制, 最终保证无静差, 即  $t \rightarrow \infty$  时,  $DV = \int e(t) dt \rightarrow 0$ 。

(12) 批式 PID: 大偏差时全量输出 MH/ML。

例如: 反作用时有  $e = SV - PV$ , 则

$$MV = \begin{cases} MH & e > e_1 \\ \text{标准 PID} & |e| \leq e_1 \\ ML & e < -e_1 \end{cases}$$

为防止切换震荡, 需加切换非线性死区。

(13) 越限报警: 包括越限高、低限报警 (H、L)、偏差报警 (+、-双向)、变化率越限报警、异常状态报警等。

(14) 非线性计算: 死区、饱和限幅、继电器特性。

(15) 软切换开关: 高、中、低选择, 自动 (软) 开关选择。

(16) 顺序控制: 应用如简单控制 (单回路) 系统、串级控制系统、配比 (比值) 控制、选择控制、超驰控制、前馈控制、解耦控制。

有时还需要提供回路方式切换控制, 即自动/手动 (AUT/MAN) 和串级/自动 (CAS/AUT) 之间的平滑切换。可以选择自动比率, 自动偏置。算式为

$$y = kx + B$$

式中:  $k$  为比率;  $B$  为偏置 (Bias)。

为了保证切换的平滑性, 需要首先反算确定相关量 (如比率  $k$  或偏置  $B$ ), 然后按台阶定时逐步逼近。

## 6.5 控制参数整定

在数字控制系统中, 控制回路参数的设计、选择和整定同样十分重要, 直接影响到控制系统的品质。数字调节器的设计和参数整定, 一方面考虑与控制对象的大时间常数相比, 控制计算机采样和控制计算速度足够快, 可以完全按照传统的模拟调节器各种参数进行设计、综合和整定; 另一方面, 由于事实上采样周期延迟的存在, 除了考虑 PID 控制比例系数  $K_p$ 、积分时间  $T_i$  和微分时间  $T_d$  整定外, 还需要考虑控制周期  $T_c$  的选择。 $T_c$  的合理选择有时对控制系统的品质影响很大。

### 6.5.1 控制周期 $T_c$ 的确定

从理论上讲, 采样频率越高, 失真越小, 系统越容易真实地恢复到原来的连续信号。但是从控制器本身而言, 控制量多依靠偏差信号  $e(k)$  进行计算, 获得偏差的数值 (比例项)、累加和 (积分项) 和变化率 (微分项)。当采样周期  $T_c$  太小时, 由于量化误差和分辨率, 偏差信号  $e(k)$  相对变化率也会过小, 容易影响调节作用; 控制周期过长, 又会引起额外的时间延迟误差。因此, 控制周期  $T_c$  也必须综合考虑选择。

(1) 控制周期是基本采样周期  $T_s$  的整数倍, 后者与被控对象的扰动信号频率有关, 扰动信号频率愈高, 采样频率也应相应提高, 控制周期也要缩短。一般  $T_c$  不超过主扰动周期的  $1/10$ 。

(2) 对象的动态特性主要与被控对象的时间常数及纯滞后时间  $\tau$  有关,  $T_c$  不超过对象时间常数的  $1/10$ , 可以是微秒级、毫秒级或秒级甚至分钟级, 当纯滞后比较显著时, 常

常选择采样时间与纯滞后时间  $\tau$  基本相近。

(3) 控制周期与数字控制器所使用的算式及执行机构的响应速度有关, 太快可能失去效果。

(4) 控制周期选择可能影响回路的控制质量, 一般来说, 控制精度要求越高, 控制周期越短, 以减小系统附加的纯滞后。

(5) 控制周期的选择可能受控制计算机处理速度和控制回路数目的限制。

实际控制周期的选择有两种方法: 一种是计算法, 另一种是经验法。由于计算法比较复杂, 特别是被控系统各环节的时间常数难以确定, 所以工程上较少使用, 应用最多的还是经验法。

所谓经验法实际是一种试凑法, 即根据人们在工程实践中积累的经验以及被控对象的特点、参数, 先粗选一个控制周期  $T_c$ , 根据在应用系统试验的实际控制效果进行修改调整, 直到符合要求。机电类系统中往往根据对象机电特性, 而流程工业中常常利用表 3.5-8 中列出的经验值选择控制周期, 并经过现场调试后确定。串级控制时内环的控制周期为外环的  $1/10 \sim 1/5$ 。

表 3.5-8 控制周期的经验选择

被控参数	控制周期 $T_c$ (s)	备 注
手动量、数字量	1	
流量	1~5	一般 1~2s
压力	3~10	一般 5s
液位	6~8	
温度	15~20	一般 20s, 纯滞后严重时略大于纯滞后时间
成分	15~20	

### 6.5.2 工程整定方法

#### 6.5.2.1 临界比例度法

根据频域理论, 可以根据受控对象的临界振荡参数为它设计一个 PID 控制器, 使对应的闭环系统具有指定的幅值裕度和相位裕度。临界比例度法正是基于这种经典控制理论的整定方法, 由 Ziegler-Nichols 提出, 故也被称为 Z-N 方法。这个方法是先去掉微分和积分作用, 只保留比例控制作用, 当选定了合适的控制周期后, 在闭环比例控制下, 采用逐渐增大比例系数  $K_p$  的方法, 直至使系统产生等幅振荡为止。这时的比例系数  $K_p$  即为临界增益  $K_{cp}$ , 振荡周期为临界振荡周期  $T_{cp}$ 。然后利用 Z-N 法 PID 临界比例度整定公式 (见表 3.5-9) 算出 P、I、D 的三个参数。

表 3.5-9 Z-N 法 PID 临界比例度整定公式 ( $K_p = 100/PB$ )

调节器	比例 $K_p$	$T_i$	$T_d$
P	$0.5K_{cp}$		
PI	$0.45K_{cp}$	$0.83T_{cp}$	
PID	$0.6K_{cp}$	$0.5T_{cp}$	$0.125T_{cp}$

工程中还对数字控制的特点提出了原理类似的扩展临界比例度法, 用这种方法整定  $T_c$ 、 $K_p$ 、 $T_i$  和  $T_d$  的步骤与模拟系统相似, 选择一个足够短的采样周期  $T_{min}$ , 如带有纯滞后则控制周期取小于纯滞后时间的  $1/10$ , 比例控制求出临界增益  $K_{cp}$ , 振荡周期为临界振荡周期  $T_{cp}$ , 再根据控制度指标查表 3.5-10, 即可求出  $T_c$ 、 $K_p$ 、 $T_i$ 、 $T_d$  的设计值。

表 3.5-10 扩充临界比例度法整定参数表

控制度	控制规律	$T_c$	$K_p$	$T_i$	$T_d$
1.05	PI	$0.03T_{cp}$	$0.53K_{cp}$	$0.88T_{cp}$	
	PID	$0.014T_{cp}$	$0.63K_{cp}$	$0.49T_{cp}$	$0.14T_{cp}$
1.2	PI	$0.05T_{cp}$	$0.49K_{cp}$	$0.91T_{cp}$	
	PID	$0.043T_{cp}$	$0.47K_{cp}$	$0.47T_{cp}$	$0.16T_{cp}$
1.5	PI	$0.14T_{cp}$	$0.42K_{cp}$	$0.99T_{cp}$	
	PID	$0.09T_{cp}$	$0.34K_{cp}$	$0.43T_{cp}$	$0.20T_{cp}$
2.0	PI	$0.22T_{cp}$	$0.36K_{cp}$	$1.05T_{cp}$	
	PID	$0.16T_{cp}$	$0.27K_{cp}$	$0.40T_{cp}$	$0.22T_{cp}$

按照上述方法确定参数后,通过试验观察,适当修正参数,直到获得满意的控制效果。

这类整定方法在实际运用中存在许多缺点:其一是振荡幅值不定,从理论上讲幅值的大小取决于振荡时的初始条件,有可能使系统产生较大幅值的振荡,这在工程上往往是不允许的;其二,多数工业系统存在不确定因素,很难得到真正的等幅振荡并保持一段时间。

### 6.5.2.2 改进型临界比例度法

为了克服通常的临界比例度整定法的不足,对于这类对象,可采用继电反馈方法。该方法用继电特性的非线性环节来代替比例控制器,能使闭环系统自动地稳定在等幅振荡的状态,振荡的幅值也可通过改变继电特性的特征值控制,对生产过程不会造成大影响,达到了实用化的要求。图 3.5-27 为改进型临界比例度法的系统框图。当系统处于整定状态时,开关指向 t,此时理想继电特性环节取代 PID 控制器,使系统处于继电反馈的整定状态,当闭环系统产生稳定的等幅振荡后,就可以根据振荡的幅值与周期计算出 PID 控制器的参数。当开关指向 c 时为系统正常工作状态,PID 控制器对被控对象进行 PID 控制。

对于响应较慢的系统或已知对象的动态特性曲线,可以与模拟调节方法一样,利用扩展响应曲线法进行整定,确定初步参数,或只能根据经验,参考具体被控对象的特性对所需控制输入或扰动输入的响应试验,摸索总结获得相应的参数。

此外也可参考自整定 PID 的算法组织试验,确定参数。

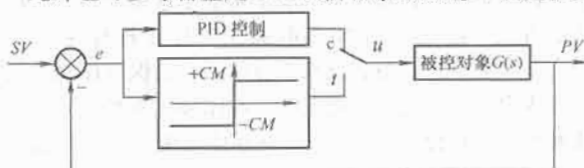


图 3.5-27 改进型临界比例度法系统框图

## 7 高级控制技术

由于 PID 控制简单、易实现,同时又不依赖于参数模型,因此在工业控制的绝大多数回路中使用。但是 PID 控制也有其局限性,难以实现非线性、时滞严重或多变量系统控制。实际应用中基于参数模型的现代控制技术由于对象建模、控制系统构建成本等原因很少应用,而更多地采用基于非参数模型的控制策略,如自整定参数 PID、模糊控制、模糊 PID 等。另外,利用软件模块易于连接的特点,在控制系统结构上大量采用串级控制,并引进简化的前馈、解耦控制等复杂回路控制方法。

### 7.1 自整定 PID

PID 控制中一个至关重要的问题,就是控制器三作用参

数(比例系数、积分时间、微分时间)的整定。参数整定的好坏不但会影响到控制质量,而且还会影响到控制器的鲁棒性。此外,现代工业控制系统中存在着各种不确定性,这些不确定性会造成模型参数变化甚至模型结构突变,或工作在不同的平衡状态,使得原整定参数无法保证系统继续良好地工作,这时就要求 PID 控制器具有在线修正参数的功能,自整定 PID 控制器因此而产生。

PID 自整定是一种依赖于对被控对象动态特性的识别,自动计算 PID 参数的整定方法。PID 自整定方法主要有临界比例度法、模式识别法、专家智能型自整定方法、自适应 PID 自整定方法等。

各种自整定方法都有各自的优点和缺点,目前在众多的整定方法中,主要有两种方法在实际工业控制中应用效果较好。一种是基于继电反馈的参数整定方法,另一种是由 Foxboro 公司推出的基于模式识别的参数整定方法。其中基于继电反馈的参数整定方法具有算法简单、需要预先确定的参数少、整定方便的优点,而且它是在闭环条件下完成的,所以对扰动不灵敏,它所产生的极限环振荡又是一种受控振荡,易于控制和应用。

#### 7.1.1 实用继电振荡法

在实际工业控制中,继电控制信号往往是系统执行器的输入信号,这个信号不能为负值,因而在实际运用过程中,往往要对原来的整定方法做一些改进。

一种在实际应用中比较好的自整定调节器的原理如图 3.5-28 所示。其中观测器用以观测系统调节质量和对象特性,校正器根据观测得到的特性参数进行 PID 参数校正,非线性环节用以在自整定过程中使系统产生临界振荡。

图 3.5-28 所示的系统中,由于在调节器内部插入了一个理想继电特性的非线性环节,使输出在一个微小的范围内振荡,从而使对象变量也随之振荡,因而产生了极限周波,波形如图 3.5-29 所示。

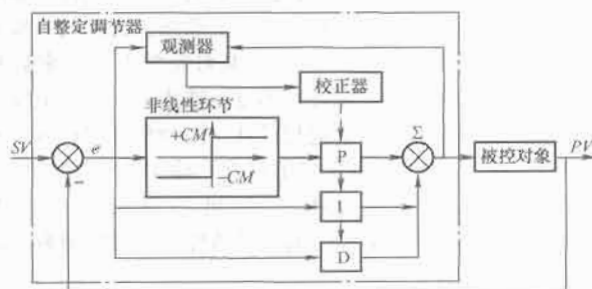


图 3.5-28 实用自整定调节器原理框图

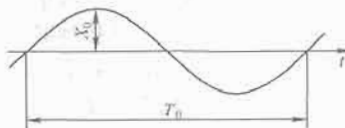


图 3.5-29 临界振荡波形

自整定调节器通过测试极限周波,求得实际控制对象产生的理想极限周波的振幅( $X_0$ )和振荡周期( $T_0$ )。求临界增益  $K_{cp}$  和临界振荡周期  $T_{cp}$  的公式为

$$K_{cp} = 4K_p \times CM / (X_0 \pi)$$

$$T_{cp} = T_0$$

式中:  $K_p$  为比例增益;  $CM$  为继电器环节的振荡幅度。

在得到临界增益  $K_{cp}$  和临界振荡周期  $T_{cp}$  以后,就可以由  $K_{cp}$  和  $T_{cp}$  决定最佳的 PID 参数,经验整定公式见表 3.5-9。

当满足自整定起动条件时,调节器进入自整定状态,输出形成一串振荡波,使被调量处于一定振幅的临界振荡状态,调节器由此计算出最佳 PID 参数,从而实现 PID 参数自整定。这种方法一边进行控制,一边使对象发生持续的微小振荡,给对象带来的影响很小,即使对响应迟缓的对象也同样适用。

自整定 PID 控制可以在上位机软件中实现,也可以在底层控制器中实现。这两种实现方式有各自的优点和缺点。在上位机实现自整定 PID 算法,开发调试比较方便,并且可以采用比较复杂的算法进行控制;在控制器中实现 PID 自整定算法,可靠性高,但是对硬件配置要求高,开发调试困难。

### 7.1.2 自整定算法运行的策略

自整定算法的运行流程如图 3.5-30 所示。程序先检查是否满足起动自整定的条件,当满足条件时,程序进入自整定状态,进行自整定控制计算及输出,直到参数整定成功或超时退出。在一次自整定 PID 运算成功之后,程序先更新 PID 参数,然后停止整定,进入 PID 控制与自整定监视状态。如果程序不满足起动自整定条件,程序将按标准 PID 控制进行控制运算及输出。自整定监视模块将对 PID 的控制结果进行监视,模块内部制定了一套调节品质判定准则,当监测到调节质量不符合准则要求时,起动自整定功能,对 PID 参数重新整定。

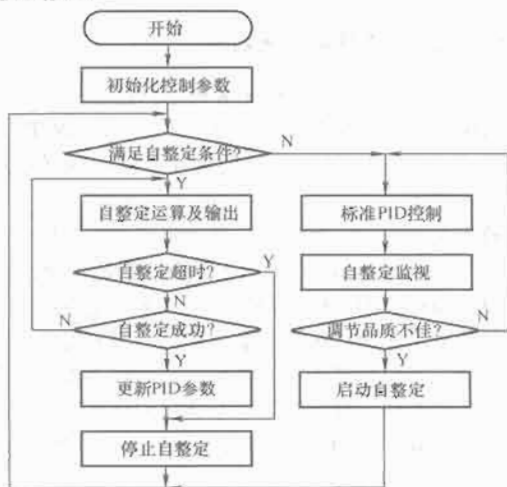


图 3.5-30 自整定算法流程

### 7.1.3 自整定的起动条件

在程序监测到调节质量不符合准则要求时,起动自整定功能,对 PID 参数重新整定。具体条件可以根据设定值是否修改变化分两种情况进行判断:

(1) 设定值 SV 发生变化时,采用检查响应速度的方法来判别是否需要自整定。由前次自整定得到的结果计算出过程的延迟时间  $T_p$ ,把它作为基准值。当在 SV 变化后经过时间  $T_p$ ,系统偏差仍大于规定值时,便认为响应迟缓,起动参数自整定。

(2) SV 未修改变化时,主要采用偏差检查和峰值衰减比检查来判定调节质量。

1) 偏差检查:当系统中有外部干扰时,希望能够抑制这些干扰的影响,这种抑制功能采用偏差监视来对其响应进行评价,当偏差超过设定的最大动态偏差值时,就起动自整定。

2) 峰值衰减比检查:评价外部干扰所产生的振荡,可通过测定如图 3.5-31 所示的检测值 PV 峰值  $X_1$ 、 $X_2$ 、 $X_3$ 、...

并计算出峰值的变化率  $|X_3|/|X_1|$ 。此峰值的变化率代表 PV 值收敛的趋势。如果变化率的值超过了预先设定的值,就开始自整定。使用这条规则进行判断的时候,要注意与判断偏差相结合。在偏差大于某一设置值时,才进行该条件的检查。否则,在系统仅有微小偏差的情况下,很容易使该条件成立,错误地使系统进入自整定模式。

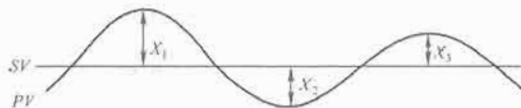


图 3.5-31 过程干扰振荡波形

考虑到系统支持首次整定和外起动整定(强制整定),自整定的起动条件可归纳如下:

- (1) 首次运行。
- (2) 整定外起动。
- (3) 设定值 SV 变化,且响应时间大于最大允许响应时间。
- (4) 动态偏差大于最大动态偏差。
- (5) 峰值衰减比大于设定值,且动态偏差大于设定值。

### 7.1.4 自整定停止条件

当出现下面的情况时,自整定停止:

- (1) 当自整定成功, PID 参数被更新后,自整定停止,进入非线性 PID 控制状态。
- (2) 整定时间大于最大整定时间设定值或者手动停止自整定。当自整定未完成而被中断时, PID 参数恢复为原来的基准值。

## 7.2 模糊逻辑控制

模糊逻辑控制(Fuzzy Logic Control)简称模糊控制(Fuzzy Control),是以模糊集合论、模糊语言变量和模糊逻辑推理为基础的一种计算机数字控制技术,实质上是一种非线性控制,属于智能控制的范畴。模糊控制的一大特点是既具有系统化的理论,又有大量实际应用背景。

模糊控制是一类应用模糊集合理论的控制方法。一方面,模糊控制提供一种实现基于知识(规则)的语言描述控制规律的新机理;另一方面,模糊控制为非线性控制器提出一种简便的设计方法,尤其适用于受控对象含有不确定性环节,而又很难使用常规非线性控制技术的系统。

### 7.2.1 模糊控制器的结构

在理论上模糊控制器由  $N$  维关系  $R$  表示。关系  $R$  可视为受制于  $[0, 1]$  区间的  $N$  个变量的函数。 $R$  是  $N$  维关系  $R_i$  的组合,每个  $R_i$  代表一条规则  $R_i: IF \rightarrow THEN$ 。控制器的输入  $x$  被模糊化为一关系  $X$ ,它对于多输入单输出(MISO)控制为  $N-1$  维。模糊输出  $Y$  可应用合成推理规则进行计算。对模糊输出  $Y$  进行非模糊化(模糊判决),可得精确的数值输出  $y$ 。图 3.5-32 为具有输入  $X$  和输出  $Y$  的理论模糊控制器的原理图。

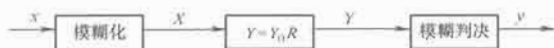


图 3.5-32 理论模糊控制器原理图

图 3.5-33 为模糊逻辑控制器的一般结构,它由输入定标、输出定标、模糊化、模糊决策过程和非模糊化等部分组成。比例系数实现了控制器输入和输出与模糊推理所用标准时间间隔之间的映射。模糊化(即量化)使被测的控制器





图 3.5-33 模糊逻辑控制器的一般结构

输入在量纲上与左侧 (LHS) 相一致。模糊决策过程由一个推理机来实现, 推理机使所有 LHS 与输入匹配, 检查每条规则匹配的程度, 并且聚集各规则的加权输出, 产生一个输出空间的概率分布值。非模糊化 (模糊判决) 将该分布归纳于一点, 供驱动器定标后使用。

更复杂的还有自组织模糊控制结构, 该结构能够自动获得模糊控制器的规则库; 专家模糊控制器则还允许复杂的分级规则, 并允许问题的目标及约束函数作为规则。

### 7.2.2 模糊控制器的设计方法

模糊控制器设计的基本方法和主要步骤大致如下:

(1) 选定模糊控制器的输入、输出变量, 并进行量程转换。

(2) 确定各变量的模糊语言取值及相应的隶属函数, 即进行模糊化。模糊语言值通常选取 3、5 个或 7 个, 例如取为 {负, 零, 正}、{负大, 负小, 零, 正小, 正大} 或 {负大, 负中, 负小, 零, 正小, 正中, 正大} 等。再对所选取的模糊集定义其隶属函数, 可取三角形 (见图 3.5-34) 或梯形隶属函数, 并依据问题的不同取为均匀或非均匀间隔。也可采用单点模糊集方法进行模糊化。

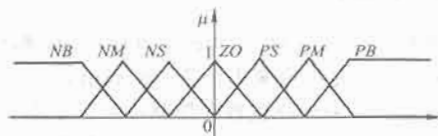


图 3.5-34 隶属函数取法示意图

(3) 建立模糊控制规则或控制算法, 即规则的归纳和规则库的建立, 这是从实际控制经验过渡到模糊控制器的中心环节。控制规则通常由一组 if-then 结构的模糊条件语句构成, 例如: if  $e=N$  and  $c=N$ , then  $u=PB$ ...

(4) 确定模糊推理和解模糊化方法。常见的模糊推理方法有最大-最小推理和最大乘积推理两种, 可视具体情况选择; 解模糊化方法有最大隶属度法、中位数法、加权平均、重心法、求和法和估值法等等。针对系统要求或运行情况的不同而选取相应的方法, 从而将模糊量转换为精确量, 用以实施最后的控制策略。

### 7.2.3 模糊控制应用

模糊控制具有良好控制效果的关键是要有一个完善的控

制规则。但由于模糊规则是人们对被控对象模糊信息的归纳, 对于高阶、非线性、大时滞、时变参数以及随机干扰严重的复杂控制对象, 很难总结把握, 模糊控制在某些情况下特性比较粗糙, 难以适应不同的运行状态, 影响了控制效果; 同时常规模糊控制改进稳态控制精度和提高智能水平与适应能力不够理想。因此一方面需要对模糊控制方法本身进行改进, 主要分为模糊复合控制、自适应和自学习模糊控制, 以及模糊控制与智能化方法的结合等三个方面; 另一方面在实际应用中, 主要将模糊控制或模糊推理的思想与其他相对成熟的控制理论或方法结合起来, 分段切换, 发挥各自的长处, 从而获得理想的控制效果。

模糊规则和语言很容易被人们广泛接受, 加上模糊化技术在微处理器和计算机中能很方便地实现, 所以在计算机控制系统中得到广泛的应用, 成为自动控制领域中极为重要的分支, 并形成了一定的编程标准 (如 IEC 61131-7)。例如在家用电器设备中有模糊洗衣机、空调、微波炉、吸尘器、照相机和摄影机等, 在工业控制领域中有水净化处理、发酵过程、化学反应釜、水泥窑炉等的模糊控制, 在专用系统和其他方面有地铁靠站停车、汽车驾驶、电梯、自动扶梯、蒸汽引擎以及机器人的模糊控制等。

### 7.3 多模块的软连接与回路切换

PID 等控制模块在运行中主要以单回路形式进行, 模块软件运行中的输入输出分别连接到 I/O 变量 (映像), 同时支持回路手动/自动切换。软件模块在设计中同样适用于串级、前馈和解耦。

当被控系统中同时有几个干扰因素可能引起同一个被控量的变化时, 只控制其中一个因素难以满足系统的控制要求。在单回路控制的基础上增加一个或多个副控制回路, 前级调节器的输出作为后级调节器的输入, 调节器串联构成串级控制系统, 可以控制干扰的影响, 从而减小被控对象的惯性和时滞特性影响, 提高系统动态响应的快速性, 显著提高控制效果。在电气控制系统中有时称这种控制系统为多 (双、三) 环控制系统。

计算机双回路串级控制系统框图如图 3.5-35 所示。其中外闭环称为主回路或主环, 用于最终保证被控量满足较高的控制性能要求; 内闭环称为副回路或副环, 用于克服被控对象所受到的主要干扰。对应有两个调节器, 主调节器用于保证系统的控制精度, 减少稳态误差, 其输入是被测量给定值的误差, 主调节器的输出  $U_1$  就是副调节器的给定值  $S_2$ ; 副调节器用于保证系统反应灵敏, 其输出作为控制命令送到执行机构。如果将副回路看作一个等效对象, 则主回路的设计与一般单回路控制系统相似, 控制对象称为主控对象, 回

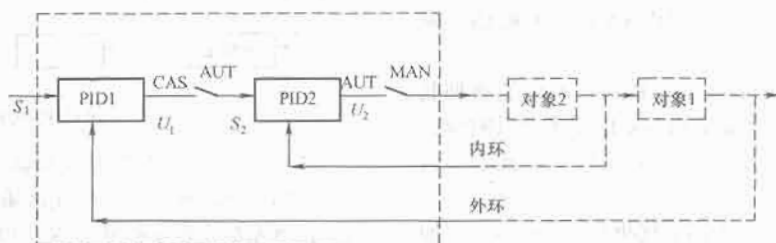


图 3.5-35 串级 (双环) 控制系统结构



路中的扰动称为一次扰动；副回路要求时间常数较小，调节通道短，控制对象称为副控对象，回路中的扰动称为二次扰动。控制计算时一般内环的控制周期要比外环小。

应用软件中只需利用控制变量的连接传递关系，即可实现主控制器输出到内环控制器给定的软连接。但是需要注意控制回路自动方式与串级方式在切换过程中的无扰操作，即切换前后不发生跳变。如果选择多个副回路，则构成多串级系统，但无论有多少级，计算的顺序总是由内而外地进行，并同样可用于前馈控制和解耦控制等。

## 8 系统组态与组态软件

组态的概念最早来自于英文 Configuration，其含义是使用软件工具对计算机及软件的各种资源和控制策略、参数进行编辑配置或二次编程开发，使计算机或软件按照预先设置自动执行特定任务，满足使用者的要求。组态开发应用模式属于二次系统开发，可以保证系统的灵活适应能力，大幅度地降低成本。控制系统组态是采用系统组态软件依据控制系统的实际需要，生成各类应用软件的过程，其内容往往包括系统级、回路级配置，控制程序、时序、顺序设定，默认参数设置等，从计算机系统角度有时也称为系统构建（System Building）或系统生成（System Generation）。因此，组态软件就是一种用户系统二次开发的工具软件。现代产品化的控制和监控软件都配有组态管理软件包，提供友好的用户界面，用户只需用最简单的编程语言（如梯形图、脚本语言）或可视化图表（填表或填空）而不需要编写可执行代码程序便可生成所需的应用软件。

组态在功能上包括基本配置和应用软件两部分。基本配置组态提供系统的配置信息，如分布式系统的各种通信站的个数、标识名称或 IP 地址、各控制站的最大 I/O 点数、最短执行周期和内存容量等。应用软件组态则包括比较丰富的内容，按运行系统的不同可分成控制与监控两大类，指定一系列的控制、操作策略。

除满足控制系统软件的实时多任务和高可靠性环境外，还须考虑标准化和开放性，只有广泛采用各类标准的组态软件才能保证良好的开放性。

国际电工委员会 IEC 61131-3 提供了用于控制的 4 种编程语言标准，即梯形图、结构化高级语言、方框图、指令助记符，早期主要用于 PLC 控制系统。I/O 设备驱动程序要符合 OPC 规范；TCP/IP 作为网络通信的标准协议，被广泛地应用于现场测控设备之间以及测控设备与操作站之间的通信。人机图形界面采用 Unix 的 X-Window 或微软的图形标准。

由于目前监控组态软件运行于不同环境，尚没有一个明确的国际、国内标准来规范整个组态软件，但在设计、开发组态软件时，往往使它的某些组件的功能或对外的接口符合当前某些标准或规范，而且一些监控组态软件也支持标准逻辑控制编程与运行功能，支持所谓的软逻辑控制。

### 8.1 控制组态

控制组态包括系统硬件和软件的组态，其实现依赖于运行环境的灵活构建，广泛应用于 DCS、PLC 等控制系统。要实现一个满足实际控制需求的控制系统，需分三步进行。①在应用系统分析设计的基础上，确定符合工艺要求的硬件系统结构，包括输入/输出点数、信号标准、处理器板卡型号、存储器模块、电源与通信接口模块等，并按工程设计规定保留一定的 I/O 点余量，同时确定底层控制回路的基本构成。

②根据控制系统结构、控制策略和组态运行系统功能，分解各部分功能，并用组态语言和功能模块进行描述，生成需要的控制方案。③在运行软件的支持下，反复利用模块库中功能模块，按照组态软件规定的方式赋予各模块需要的参数，并进行连接、运行、计算，得到符合实际控制需要的控制系统。

硬件系统组态当工艺原理（对象）确定后就很少改动，因此控制组态的重点在应用软件组态。

应用软件组态实质就是控制回路采取控制算法和参数分离的原则，组态时只需利用所需模块的名称或索引号构造控制回路，指定控制功能和算法所需要的参数、数据和输入/输出端子的连接关系等，形成数据文件供编辑、上载保存和下载到现场控制单元的应用程序存储器进行固化，供执行使用。其中可修改的参数等则下载到可读写存储器 RAM 中，供在线修改。各种控制算法模块固化存储在现场控制单元的系统程序存储器中，构成控制算法库，运行系统根据组态要求，利用这些基本模块作为系统构件，针对不同的数据连接关系，形成数据共享和通信所具有的软连接功能，实现所需功能的各种测量回路、控制回路、控制策略和应用系统。因此控制算法库各模块可应用于各种控制系统，对于不同的控制对象，仅修改组态数据即可。组态数据包括基本单元（语句）的序号、功能、各参数指定、整体组态信息（单元相对关系）、单元连接关系、输入/输出连接关系、参数表等。

由此可见，控制组态就是用控制器组态编程语言描述控制系统的结构、配置参数、控制顺序和控制策略，因而组态编程语言常常称为控制语言。由于系统结构和输入/输出变量的连接描述一般是静态的，除了部分系统以内部默认方式顺序执行功能模块（有时也称内部仪表）外，绝大多数系统都以语句、表或功能块为单元指定执行顺序，所以又把控制语言称为控制程序设计语言。

#### 8.1.1 控制组态编程语言

典型的控制系统描述与编程语言有梯形图语言、布尔助记符语言、功能表图语言、功能模块图语言及专用结构化语句描述语言等。梯形图语言和布尔助记符语言是基本的程序设计语言，它通常由一系列指令组成，用这些指令可以完成大多数简单的控制功能，例如，代替继电器、计数器、计时器完成顺序控制和逻辑控制等，通过扩展或增强指令集，它们也能执行其他的基本计算操作。功能表图语言和语句描述语言属于高级程序设计语言，可根据需要执行更有效的操作，例如模拟量反馈控制、数据传送、报表打印输出和其他基本程序设计语言无法完成的功能。功能模块图语言采用功能模块图的形式，通过软连接的方式完成所要求的控制功能，具有连接方便、操作简单、易于掌握等特点。不同控制语言应用于不同的可编程控制系统中，对于反馈控制系统、顺序逻辑控制系统和策略的描述各有千秋，应用层次也有所不同，有些支持函数调用，有些可能还需要构造特殊的功能模块或需要扩展语言支持。

系统可以提供单一语言，也可提供多种设计语言进行组合使用，如梯形图与结构化语句描述程序设计语言，布尔助记符与顺序功能表图程序设计语言，布尔助记符与结构化语句描述程序设计语言；另外有些系统提供宏或脚本语言进行用户自定义扩展。

（1）梯形图（Ladder Diagram）：梯形图程序设计语言是用传统电气控制系统继电器逻辑梯形图的图形符号描述程序逻辑的程序设计语言。这种程序设计语言采用因果关系来描述事件发生的条件和结果。每个梯级是一个因果关系。在

梯级中,描述事件发生的条件(输入)表示在左边,事件发生的结果(输出)表示在右边。梯形图程序设计语言主要用于逻辑处理,通过将定时执行的PID、报警检测、输入输出传递等算法模块作为一类扩展的输出逻辑事件,很容易将梯形图扩展到连续系统反馈控制应用。

在工业控制领域,电气技术人员对继电器逻辑控制技术较为熟悉,因此广受欢迎、应用。梯形图程序设计语言语法使用详见第6章,其特点是:

- 1) 与电气操作原理图相对应,具有直观性和对应性。
- 2) 与原有继电器逻辑控制技术相一致,对电气工程师来说,易于掌握和学习。
- 3) 不同于传统的继电器逻辑控制技术,梯形图中的数据流不一定是具有实际意义的电流,内部的继电器也不一定是物理继电器,输出也不限于线圈动作,可以是各种软件算法的执行。
- 4) 与布尔助记符程序设计语言有一一对应关系,便于相互的转换和程序的检查。

(2) 布尔助记符(Boolean Mnemonic):布尔助记符程序设计语言是用布尔助记符来描述程序的程序设计语言,与计算机中的汇编语言非常相似,但采用布尔助记符来表示操作功能。其基本特点有:

- 1) 采用助记符来表示操作功能,具有容易记忆,便于掌握的特点。
- 2) 在编程器的键盘上采用助记符表示,具有便于编程设计操作的特点。
- 3) 与梯形图有一一对应关系,其特点与梯形图语言基本类同。

(3) 顺序功能表图(Sequential Function Chart, SFC):顺序功能表图程序设计语言是近年来发展起来的,用功能表图来描述的程序设计语言。控制系统被分为若干个子系统,从功能入手,系统操作含义明确。使用方法详见第6章,其特点是:

- 1) 以功能为主线,条理清楚,便于对程序操作的理解和沟通。
- 2) 对大型的程序,可分工设计,采用较为灵活的程序结构,可节省程序设计时间和调试时间。
- 3) 常用于系统规模较大、程序关系较复杂的场合。
- 4) 只有在活动步的命令和操作被执行,对活动步后的转换进行扫描,因此,整个程序的扫描时间较其他语言编制的程序的扫描时间要大大缩短。

功能表图来源于Petri网,由于它具有图形表达方式,能较简单和清楚地描述并发系统和复杂系统的所有现象,并能对系统中存在的死锁、不安全等异常现象进行分析和建模,在模型的基础上能直接编程,因此得到了广泛的应用。近几年推出的PLC和小型DCS也开始提供采用功能表图描述语言编程的软件。

(4) 功能模块图(Function Block Diagram, FBD):功能模块图程序设计语言采用功能模块来表示模块所具有的功能,不同的模块有不同的功能。它有若干个输入端和输出端,通过软连接的方式,分别连接到所需的其他端子,完成所需的控制运算或控制功能。功能模块可以分为不同的功能类型,在同一种类型中,也可能因功能参数的不同而使功能或应用范围有所差别,例如,输入端的数量、输入信号的类型等不同使它的使用范围不同。由于采用软连接的方式进行功能模块之间及功能模块与外部端子的连接,因此控制方案的更改、信号连接的替换等操作可以很方便实现。功能模块

图程序设计语言的特点是:

- 1) 以功能模块为单位,从控制功能入手,集成度高,便于控制方案的分析 and 理解,尤其是连续系统反馈控制。
- 2) 功能模块是用图形化的方法描述功能,与控制系统结构类似,其直观性大大方便设计人员进行编程和组态,可操作性较高。
- 3) 对控制规模较大、控制关系较复杂的系统,由于控制功能的关系可以较清楚地表达出来,因此,编程和组态时间可以缩短,调试时间也能减少。
- 4) 功能模块一般集成度较高,逻辑处理和程序描述能力较弱。
- 5) 功能模块需要占用一定的程序内存,对功能模块的解释执行需要一定的执行时间,因此,主要用于大中型PLC和集散控制系统的编程和组态。

(5) 结构化语句(Structured Text):结构化语句描述程序设计语言是用结构化的描述语句来描述控制程序的程序设计语言,类似于高级语言,但在语句的表达方法及语句的种类等方面进行了简化。在大中型的PLC系统中,常采用结构化语句描述程序设计语言来描述控制系统中各个变量的关系,同时也被用于集散控制系统的编程和组态。结构化语句描述程序设计语言采用计算机的描述语句来描述系统中各种变量之间的各种运算关系,完成所需的功能或操作。语言的特点有:

- 1) 采用高级语言进行编程,可以完成较复杂的控制运算。
- 2) 需要有一定的计算机高级程序设计语言的知识 and 编程技巧,对编程人员的技能要求较高,普通电气人员较难完成。
- 3) 直观性和易操作性等性能较差。
- 4) 常被用于采用功能模块等其他语言较难实现的一些控制功能的实施。部分PLC的制造厂商为用户提供了简单的结构化程序设计语言,它与助记符程序设计语言相似,对程序的步数有一定的限制,同时,提供了与PLC间的接口或通信连接程序的编制方式,为用户的应用程序提供了扩展手段。

### 8.1.2 控制语言的扩展与标准化

随着工业控制市场的日益成熟和用户的需求,越来越多地提出“开放性系统”产品的要求。虽然传统的PLC梯形图语法规则接近,但不同PLC产品的梯形图符号和编程差别很大,而且程序可重用性较弱,传统的PLC很难通过重复调用相同的逻辑策略和算法实现程序重复使用。另外在许多复杂的应用中,程序需要把一些数据组织成高级语言数据结构那样的数据类型,而目前的多数梯形图程序不支持数据结构。

传统功能块语言往往只能进行简单的逻辑运算,而传统的PLC梯形图程序对算术操作处理也很困难,执行算术操作的局限性明显,而且PLC程序大多是顺序执行的,执行一次程序的时间取决于程序的长短和复杂性,对大而复杂的程序,执行程序的时间就较长,这对于对时间有苛刻要求的应用有很大的局限性。

因此采用统一的国际标准进行编程,使各个控制系统厂家的编程系统统一,对用户来说优点明显,既可提高开发操作效率,减少人力资源,如培训、调试、维护和咨询的浪费,也保证了高水平软件的使用性和可靠性,减少编程中的误解和错误,集中解决应用系统和控制中的问题,适用于宽环境范围的编程技术;同时扩大了软件产品的来源,使通用

的工业控制系统可以连接来自不同程序、项目、公司、地区或国家的模块部件。

### 8.1.3 IEC 61131-3 标准化编程语言

IEC 61131-3 是 IEC 61131 国际标准的第三部分,是第一个为工业自动化控制系统的软件设计提供标准化编程语言的国际标准。该国际标准是 IEC 工作组在合理地吸收、借鉴世界范围的各可编程控制器厂家的技术、编程语言等的基础之上形成的一套新的国际编程语言标准。它得到了包括美国 AB 公司、德国西门子公司等众多厂家的共同推动和支持,但又独立于厂家,极大地改进了工业控制系统的编程软件质量,提高了软件开发效率。该标准针对工业控制系统所阐述的软件设计概念和软件模型等适应当今世界软件、工业控制系统的发展方向,是一种非常先进的设计技术。

IEC 61131-3 定义的一系列图形化语言和文本语言,不仅对系统集成商和系统工程师的编程带来很大的方便,而且对最终用户同样带来很大的方便。符合该标准的工控软件系统结构完美、可重复使用、可维护性好,语言不但能被应用于可编程控制器 PLC,而且可应用于运动控制系统、分散型控制系统、面向控制系统的软逻辑、监控 SCADA 软件等,因此正在受到越来越多的公司、厂商的重视和采用,并随着控制系统和编程语言技术等不断的进步在不断补充和完善。

IEC 61131 国际标准包括 8 部分:综述、硬件、可编程语言、用户导则、通信、现场总线通信、模糊控制编程、编程语言的实施方针。其中 IEC 61131-3 是最重要、最具代表性的部分,将是下一代计算机控制系统的基础。

按 IEC 61131-3 标准开发的程序结构合理,支持进行自顶向下或自底向上的程序开发。其特点是:①允许一个程序被分解为多个功能元素即程序组织单元,包括功能块、功能和程序。②程序具有很强的检错能力,包括语法、数据类型、范围等;新标准程序执行具有完全的控制能力,允许程序的各部分在不同的时刻以不同的周期并行执行。③支持复杂的顺序操作功能处理,可通过称为顺序功能图的图形化语言将一个复杂的顺序功能行为或操作分解并进行描述。④能支持较复杂的数据结构存取,大大地增强了程序的可读性。⑤可灵活地选择编程语言,支持三种图形化语言和两种文本语言,编程人员可根据自己的喜好及实际应用的要求自由地选择这 5 种语言,一个程序的不同部分可用任何一种语言来描述。⑥独立于任一目标系统的编程系统,提供了标准的程序执行的语言和方法,独立于任一具体的目标系统,故可最大限度地运行在来自不同目标系统的控制器上。

## 8.2 监控组态

监控组态软件是面向监控与数据采集(SCADA)的软件平台工具,具有丰富的设置项目,使用方式灵活,功能强大。监控组态软件最早出现时,主要解决人机图形界面 MMI (Man Machine Interface) 问题。随着它的快速发展,实时数据库、实时控制、数据采集、通信及联网、开放数据接口、浏览器、各种 I/O 设备的广泛支持已经成为它的主要内容。事实上,由于应用系统人机接口的多样性要求,监控组态软件作为用户可定制功能的软件平台工具,已随着分布式控制系统 DCS、全分散现场总线控制系统 FCS 及计算机控制技术日趋成熟,控制系统的商品化应用和日益复杂的人机接口功能要求也促进了监控组态软件的普及与推广。

但是,随着工业生产规模的扩大和过程复杂程度的增加,监控组态软件设计需要更多地考虑以下关键问题:

(1) 软件的集成化:通过一个标准的编程接口,软件各模块之间要能互相联系,一个模块的输出可以作为另一模块的输入。

(2) 数据共享性:为了增强系统的开发性和可扩展性,工控软件生成的数据要被其他应用软件所利用,例如报警记录可在 Excel 中显示并打印。

(3) 软件升级容易并在升级时保证向后的兼容性,保证升级的平滑和顺利。

(4) 对系统支撑平台的最小依赖性。

(5) 集成其他软件的能力:通过集成已有的操作系统工具和第三方优秀软件可大大增强系统的能力,达到高度的可扩展性。

### 8.2.1 监控组态软件的架构

在单任务操作系统环境下(例如 MS-DOS),要想让组态软件具有很强的实时性,就必须利用中断技术。这种环境下的开发工具较简单,软件编制难度大,系统相对脆弱,目前运行于 MS-DOS 环境下的组态软件基本已退出市场。

在多任务环境下,由于操作系统直接支持多任务,监控组态软件的性能得到了全面加强。因此组态软件一般都由若干组件构成,组件数量不断增长,功能不断加强。各监控组态软件普遍使用面向对象(Object-Oriented, OO)的编程和设计方法,使软件更加易于学习和掌握,功能也更强大。

一般的监控组态软件由图形组态系统、实时数据库系统、第三方程序接口组件等组成,如图 3.5-36 所示。

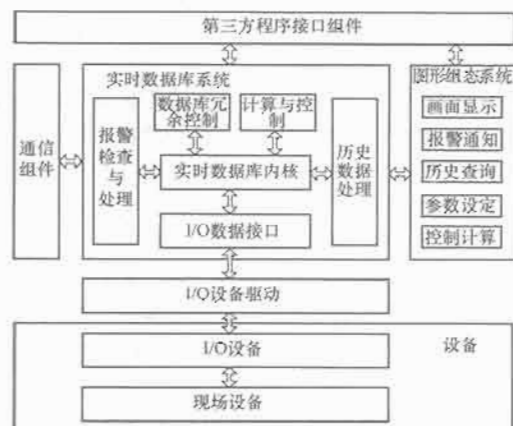


图 3.5-36 监控组态软件架构

图形组态包括标准画面和自定义(用户系统的设备或生产流程)画面组态。常用的标准画面有总貌画面、分组画面、回路画面、报警管理、历史记录曲线(趋势)画面、操作指导画面等,分别提供系统级、装置级(多回路)和回路级的监视查询、给定修改、回路切换、手动输出和控制参数设定等功能。组态过程主要指定画面中相关的动态变量及属性、画面切换关系和参数。另一方面,在用户自定义(设备或流程)图形组态中,首先要构造设备流程等相关的背景静态画面,再指定显示变量、静态属性和动态属性(包括动画属性)。

设备流程静态画面可以利用第三方的通用绘图软件工具制作相关的精美图片作为对象,但更多的是直接利用组态软件,按工业标准构成被控设备、流程图画面。通常在编辑状态下,画面由若干简单的对象如线、填充图形和文本等构成,并提供工业设备的 ISO 标准图库。每个简单的对象均有其基本属性,包括线的颜色、填充颜色、高度、宽度、位置移动等,这些属性可以是静态的,也可以是动态的。静态



属性在系统投入运行后保持不变,与原来组态时一致;而动态属性则与变量或表达式的值有关,表达式可以是来自 I/O 设备的变量,也可以是由变量和运算符组成的数学表达式,对象的动态属性随表达式值的变化而实时改变。例如,用一个矩形填充块模拟现场的液位,组态时需定义填充属性,指定代表液位的工位(变量)号名称、液位的上下限及对应的填充高度等。其组态过程也称动画链接,典型流程如图 3.5-37 所示。

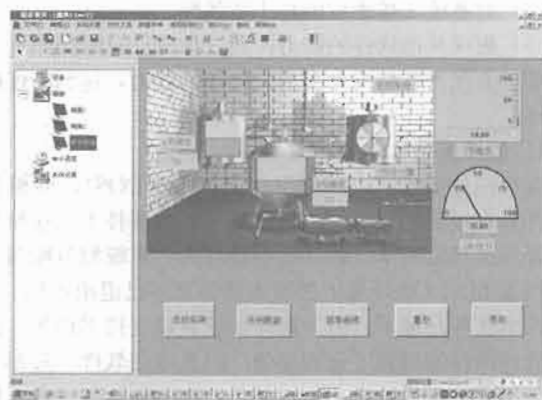


图 3.5-37 典型流程图画面

图形组态还具备报警通知及确认、报表组态及打印、历史数据查询与显示等功能。各种报警、报表、趋势都是动画链接的对象,其数据源都可以通过组态来指定。这样每个画面的内容可以根据实际情况由工程技术人员灵活设计,每幅画面中的对象数量均不受限制。

在图形组态中,各类组态软件普遍提供了脚本语言来扩充其控制与计算功能。用脚本语言编写的程序段可由事件驱动或时钟驱动周期性地执行,并与对象密切相关。所谓事件可以是某个功能按键、某个对象的鼠标单键或双键点击,或画面打开、关闭,甚至某一变量的值变化。

监控系统一般基于个人计算机 PC,因此作为简易的控制系统有时也需要支持一定的控制策略编辑、生成组件(也称为软逻辑或软 PLC)功能,构成组态软件的一部分。脚本语言程序虽然可以完成一些控制功能,但不够直观,相对于梯形图或基本标准控制语言而言,是远远不够的。事实上,目前多数监控组态软件也都提供了基于 IEC 61131-3 标准的策略编辑、生成控制组件。组件通常也是面向对象的,但实时性较弱,往往提供简单的顺序周期执行。

在组态软件设计中定义的数据不同于传统意义的数据或变量,它不仅仅包含变量的数值特征,还将与数据相关的其他属性(如数据的状态、报警限值等)以及对数据的操作方法(如记录、存盘处理、报警处理等)封装在一起,作为一个整体,以对象的形式提供服务。在设计中,用数据对象来表述系统中的实时数据,用对象变量代替传统意义的值变量。监控数据点可达到上千点或数万点,一般需要采用数据库技术。考虑到组态软件的实时运行环境,常常把用数据库技术管理的所有数据对象的集合称为实时数据库。

实时数据库是组态软件的核心和引擎,历史数据的存储与检索、报警处理与存储、数据的运算处理、数据库冗余控制、I/O 数据连接等都是由实时数据库系统完成的。图形界面系统、I/O 驱动程序等组件以实时数据库为核心,通过高效的内部协议相互通信,共享数据。

通信及第三程序接口组件是开放式系统的标志,是组态软件与第三程序交互及实现远程数据访问的重要手段之

一。它有以下三个主要作用:

- (1) 用于双机冗余系统中主机与从机间的通信。
- (2) 用于构建分布式 HMI/SCADA 应用系统多机间的通信。
- (3) 在基于互联网或浏览器/服务器、客户机/服务器的应用中实现通信功能。

通信组件中有时作为独立的程序单独使用,有的被嵌入在其他程序中,作为内部功能使用,也可以作为中间件提供服务。

### 8.2.2 图形组态管理

目前图形设计的方法大致可分为两大类:基于像素(点阵光栅)与基于图元(矢量)。

基于像素的图形界面设计以像素为单位进行图形界面的显示和动态刷新。多数操作系统如 Windows 环境中,大部分绘图软件作图基于像素,图形的存储格式也多基于像素,如 BMP、JPG、PCX 等,合理地利用这些通用文件格式,并通过采用一定的算法,易于满足组态软件实时刷新的速度要求。其中位图格式的图形界面一般用于运行环境下的静图画面的存储。

基于图元的图形界面设计中,以一个图元为单位,例如绘制圆、线、点等,通过记录用户的作图顺序,然后在需要显示时加以播放,并根据要求动态刷新其中的某些部分。这种办法的动态数据、动画显示速度和刷新速度比基于像素的要快。

这两种图形界面设计方法基本上可满足组态软件图形界面设计,但随着计算机图形图像技术的飞速发展,用户对图形界面的设计要求也越来越高,例如要求画面越来越精细,动画更形象直观。为降低程序设计的难度与维护的工作量,实现中多引入面向对象编程(OOP)方法。

### 8.2.3 设备 I/O 与数据连接

组态软件一般支持硬件和软件相分离的运行软件结构(见前述图 3.5-12)。组态时按照设备和变量名进行功能组态,指定参数属性;运行时通过 I/O 驱动程序从现场 I/O 设备获得实时数据,处理计算后存放至实时数据库,同时按照变量名进行访问操作,以用户组态时指定的图形方式直观地显示在计算机屏幕上,或按照组态要求和操作人员的指令将控制数据送给 I/O 设备,对执行机构实施控制或调整控制参数。

I/O 驱动可以是直接面向电路,也可以是面向通信接口,利用特定网络协议交换信息,也可以是面向标准服务器(如 OPC)。

## 8.3 组态软件与系统生成

### 8.3.1 控制系统的组态生成

控制系统组态可以理解成一种特殊的编程过程,其实质就是利用现有控制构件构成新的应用控制系统。构件算法库反映了计算机控制系统的应用能力。

控制组态和运行软件直接面向输入输出接口,但是由于运行系统一般采取硬件和软件相分离的结构,因此,一方面它按照设备和变量名进行功能组态,指定控制策略;另一方面运行时系统通过 I/O 驱动程序刷新输入映像区或输出设备,应用程序输入模块按组态要求从输入通道映像区获取数据,处理后按指定的变量指针存入变量存储区,控制模块面向指定变量执行控制算法,输出模块按转换输出到指定通道。

控制系统的组态生成就是把组态时用各种编程语言描述



的控制系统(图形或文本)翻译成执行系统和控制算法(构件)库能识别的中间代码,供它们解释执行。

控制组态软件包括编辑和生成管理两部分。图 3.5-38 为一典型控制组态生成系统模型。

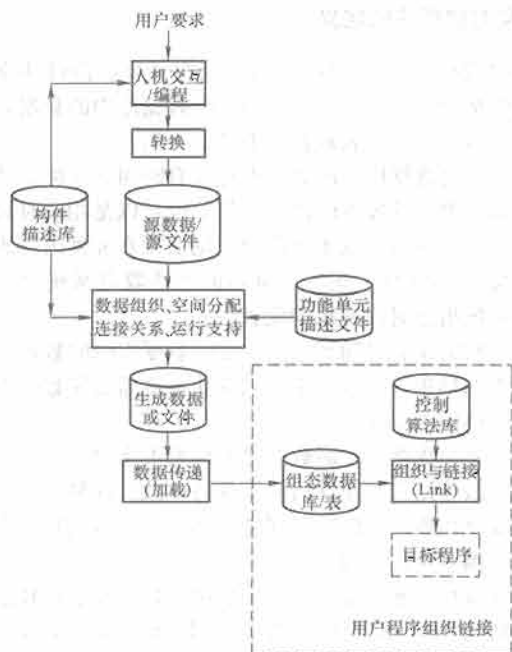


图 3.5-38 典型用户控制系统组态生成系统模型

编辑管理类类似于一般的图形或文本编辑系统,用户选择、填入文本信息,构成所谓的组态源程序,并以源数据方式存放到数据文件中,具体包括系统组态、编程语句(功能块)编辑、数据连接组态、通信组态等。编程语句(功能块)结构可以是固定的(如功能块、软仪表模块、布尔助记符占用固定空间,生成比较简单),也可以是不固定的(如梯形图梯级、有些文本语句、自定义模块等占用不固定空间)。

(1) 系统组态:完成控制单元资源配置、I/O 设备及映像区大小。

(2) 编程语句(功能块)编辑:编程语句(功能块)的插入、修改、删除、复制、粘贴,以及编程语句(功能块)功能、各变量和参数的定义。

(3) 数据连接组态:输入/输出映像区的连接、转换关系、数据传递关系等的定义。

(4) 通信组态:通信收发映像区的关联关系。

生成管理则包括语法检查、资源范围检查、功能检错、数据转换、系统级生成和语句(功能块)级生成。

检错和数据转换相对简单,集中于变量类型、数据范围和格式上。系统级生成则与常规汇编程序或编译程序相似,顺序分配所有语句(功能块)的存储空间,确定物理地址,并进行记录(模块和参数分区定位表);语句(功能块)级生成则根据具体语句(功能块)计算各输入/输出量的指针/地址,顺序分配各参数至参数表区,确定下一运行功能(构件算法)模块的地址等。正确生成的所有数据表组成运行组态数据表(库),保存或下载固化。例如一个标准的 PID 功能块生成之后得到的组态数据子表如图 3.5-39 所示。

需要说明的是,由于组态语句(功能块)种类很多,组态生成软件的管理往往采用数据描述表的模式进行解释控制,以降低程序的复杂性。运行管理时也采用数据调度连接模式进行算法库各功能模块的调用,进而保证了应用程序的

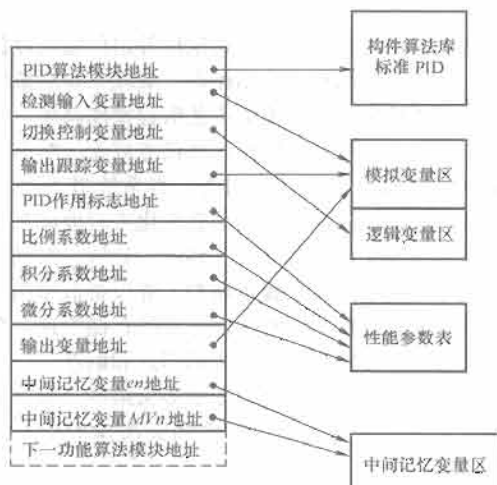


图 3.5-39 典型 PID 功能块的组态生成后的中间代码模型稳定性。

### 8.3.2 监控组态的系统生成

监控组态软件包括系统组态、数据库组态、图形组态和(控制)策略组态等部分,并支持模拟运行功能。

(1) 系统组态:完成系统级规模、通信站名称或地址定义等。

(2) 数据库组态:全部数据点变量的属性,如名称、类型、来源或目标设备名、地址或端口号、工程量量程、报警限等。

(3) 图形组态:标准画面(总貌、分组、回路、历史趋势、报警分组、操作指导等)中各标准画面变量点的定义,非标准的流程设备图静态画面编辑和各数据连接点的定义,画面热键及切换等。

(4) 控制策略组态:与控制组态类似,可以选择多种语言,但运行环境和支持模式有些差别。

组态编辑(源数据信息)一般采取压缩模式保存文件供重复编辑使用,包括插入、删除、复制、移动、粘贴等。生成系统则将相关组态、组态信息以运行软件能解释运行的格式保存到文件,供下载或直接运行使用。

监控组态软件最重要的是图形组态系统,它由动态图形连接组态模块、界面生成模块和数据交互模块三部分组成,各模块之间的关系如图 3.5-40 所示。

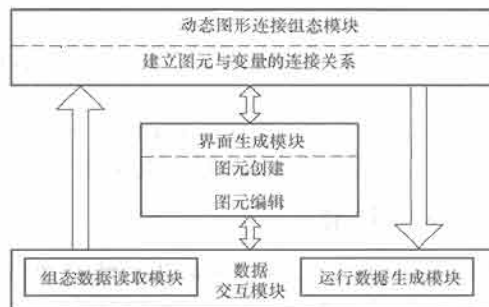


图 3.5-40 图形组态系统生成模型

界面生成模块是整个系统的核心部分,它将图元分为基本图、图库、组件等类别供创建和编辑组合。软件通过动态图形连接组态模块建立图元与现场 I/O 变量、内存变量等的关联,以此为基础实现组态软件的动态显示连接。数据交互模块分为组态数据读取和运行数据生成两部分,前者用来与开发系统进行交互,后者负责生成运行系统需要的组态

信息。

在图形组态系统中,用户利用鼠标等定位输入设备在屏幕上指定标准画面点属性或绘制图形,展现工业对象模拟视图,生成适用于特定工业对象的工艺流程操作画面,并允许用户对图形对象进行可视化操作,如任意放大、缩小、改变颜色等,以便让用户实现自由组态。当系统进入运行环境后,各图形对象根据被控对象的信息变化实时地动态刷新显示,如随变量值变化而进行缩放、移动、旋转、闪烁等。

图形组态系统通常需要提供典型工业设备造型图片和动画模块,并为复杂画面的管理提供必要的存储管理,合理地设计需要动态刷新的图形元素的表示形式和刷新手段。

一般图形组态产生的最终图形呈多页结构,每一页包括一幅静态背景图、若干个动态元件和页选择子及一些操作按钮。

(1) 背景图:背景图由背景色属性和若干基本图形项(Basic Graphic Item, BGI)构成。BGI可以分成三类:一是线条(包括直线、箭头、曲线)、多边形、圆等平面几何图形和圆柱(管道)、圆锥等三维几何图形;二是弯道、罐、箱、电机、水泵等工业设备装置的基本物件造型;三是由前两类图形组合产生的复合图形项。

为了节约内存和提高图形显示性能,所有的背景图统一管理,并和其他图形元素分开存储和显示,这样可以由多个页面共同引用一幅背景图,而一个页面引用了一幅背景图之后,仍然可以在其上放置BGI;同时可以选择更新背景图或者锁定背景图。

(2) 动态元件:动态元件用于表征控制器、被控设备装置及环境的具体对象,它可以分成两类:一是可以直接单击操作的对象,如各种开关阀门、泵、电机等;二是用于显示和动态刷新的一些检测量,如压力、温度、液位、转速等。在组态时,每个动态元件被赋予一个唯一的ID值,系统装入组态文件后,根据ID值将该元件和具体的工业对象关联起来。

(3) 页选择子(按钮):页选择子是HTML规范中锚点(Anchor)的一个简单实现。在页面上放置了一个页选择子之后,可以设置它的目标页码属性。这样在组态软件里,当鼠标指针指向该选择子时,其光标变成手形,单击后即可导航到指定的目标页中。页选择子的作用主要有两个:

1) 在组态图形的第一页画出系统的总貌图,其中在对应每个子系统的地方放置一个页选择子,单击页选择子后跳到相应子系统对应的页面。

2) 在某个子系统对应的页面中,可以放置与其相关联的其他子系统的链接。

(4) 操作按钮:外观上类似于Windows下的下推式按钮,供用户单击以完成图形界面对象的特定操作。

## 9 实时数据库技术

在计算机控制系统中,存在大量实时数据需要处理。一方面,采样任务周期性地采集存储各种物理量;另一方面,输入处理等任务需要对采集获得的实时数据及时地进行处理,超限或状态异常监测报警、实时数据显示、参数列表显示、记录存储、实时趋势、控制参数整定也要用到这些数据。为了便于在计算机控制系统,尤其是实时监控系统中对采集的大批实时数据及保存的历史数据进行合理的组织管理,为所有访问这些数据任务提供方便、快捷、统一的接口,满足不同任务对实时或历史数据处理的需要,简化实时作业的程序设计,需要引入数据库技术,并对数据库进行统

一高效的管理。要求合理设计数据库的结构及对数据库的访问操作,以数据库为基础,建立采集、转换、处理及各种控制算法的程序库,通过组态自动生成针对某一特定对象的实时作业系统。

### 9.1 实时数据库的定义

实时数据库(RTDB)是指存储在计算机内可共享的实时数据的集合。实时在这里是指实时数据库中的数据具有很强的定时限制,主要表现在以下几个方面:

(1) 实时数据库中的数据本身就有时间。这可以是绝对时间,如报警事件发生时的时刻值;也可以是相对时间或周期时间,如锅炉水位低于 $f$ 高度,则必须在 $n$ 秒内完成锅炉加水,每0.5s采样一次等。时间值可能取自系统时钟,也可能是系统组态时或随机的设置值。

(2) 数据量随时间而变化。实时数据库中的数据是应用对象状态的抽象,其状态随时间变化,也需要使数据库中的数据随时间同步变化。

(3) 实时数据、实时数据之间以及由实时数据导出的中间结果或最终结果必须在时间上保持一致。这种一致性可以是与原实时数据产生的时间保持一致,也可以是在一个允许的时间范围内保持一致。

在计算机控制系统中,实时数据在数据库中停驻留期往往是短暂的,有一定的时效性。大部分数据来自采样任务对各种测控数据的周期采集以及对采集数据的处理结果,当采集存储新的实时数据后,库中原来的大部分数据即被更新,保存的始终是最新的实时数据。

实时数据库系统的功能特性与实时应用的语义紧密相关,故必须首先进行应用分析以明确其性质与要求,从而确定数据库系统的设计目标、功能、特性、系统模型。考虑到具有复杂性、动态性和时间性,实时应用任务(事务)有下列要求或性质:

(1) 有复杂的结构(模型),如层次或嵌套、分裂、合并等。

(2) 必须彼此协调、合作并发执行,故要求强的事务间可见性。

(3) 及时性比正确性更重要,有时宁愿及时地获得部分正确的信息,而不愿要正确但已过时(无效)的信息。

(4) 需要“实时”协议和“时间正确”的调度与并发控制。

(5) 一般的数据是二维的,如值与时间,除值外,每个数据还有一个及时的时间值(Interval)。大多数情况下,事务只允许存取及时数据,故事务必须能处理数据的时间戳(Time Stamp)和时间。

### 9.2 实时数据库体系结构

实时数据库运行系统的基本功能就是根据系统信息构造实时内存数据库、主动规则库、优先级库、历史数据库及其缓冲区,并根据事务优先级创建事务处理线程,完成事务处理,且给外部应用提供访问接口。这些实时组件的构造是为了形成一种系统机制,在该机制的驱动下,尽可能满足其作为实时数据库的特点、数据库状态最新、保障时间一致性和实时及时的事务处理等。

实时数据库体系结构如图3.5-41所示。

实时数据库系统包括:①事件库;②主动规则库及其规则编辑系统;③优先级库;④内存化实时数据库;⑤实时运行系统;⑥历史数据记录等。

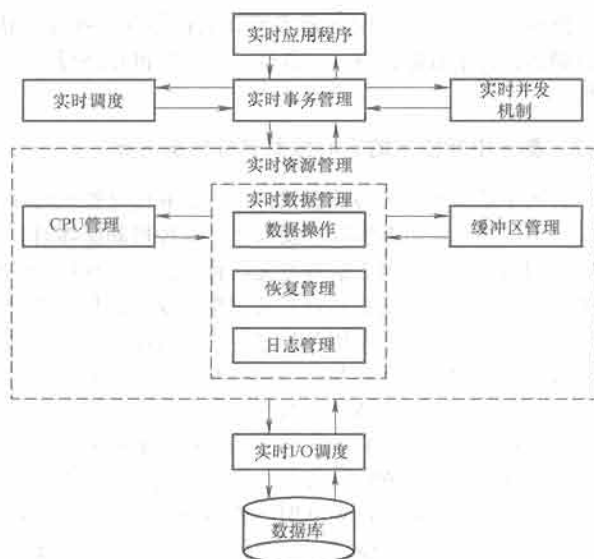


图 3.5-41 实时数据库体系结构

(1) 事件库：事件从概念的语义上可以看成是一种突发的、紧急的、需要立刻处理的事情，类似于计算机系统的中断。它可以看作主动机制的一部分，使系统暂停当前进行的工作，保存状态，转而处理突发事情，处理完毕后，再调出保存的状态，继续原来的任务。在实时数据库系统中加入事件库，目的在于处理系统中出现的未可预知的事件，使得最重要的事情得以及时处理，如数字量报警、模拟量报警、历史缓冲区满等。

(2) 主动规则库及其规则编辑系统：事件和状态评测是主动规则的体现，对于复杂的情形，某种事务活动有可能与多个数据状态相关，必须使多个数据状态满足一定条件，事务活动需要触发执行，因此主动规则库需要完成事件与条件的指定、自动探测事件等的出现、根据要求触发执行相应的活动。

主动机制规则的编辑是系统组态的一部分。在运行状态下，也需要载入内存中以提高运行速度，系统线程周期性地扫描该规则库，同时触发相应的事务。

(3) 优先级库：其功能在于评测实时数据库系统中数据的优先级状态，为事务调度提供依据。该优先级与数据点的实时特性和当前的时间密切相关，为了满足系统的时间一致性和定时限制，可动态调整优先级，使最需要更新的数据优先获得系统资源，从而保证实时性。

(4) 内存化实时数据库：对内存数据库的访问接口、数据库索引、历史数据缓冲区、内存实时数据的时间戳，以及实时数据本身的各种属性，是系统交互的核心区，也是系统驱动运行的数据来源，保证快速性和读写寿命。

(5) 实时运行系统：利用多线程机制，在多线程内完成事件管理、实时事务优先级分派、实时调度算法（价值函数评估优先级）、实时并发控制策略、历史数据缓冲转储以及主动机制等功能。

(6) 历史数据记录：在监控组态系统中，有些数据是需要按时间进行存储，为系统的决策提供历史依据。在分布式数据库中，对数据的访问时间包括 CPU 时间和网络通信时间两部分。需要合理设计历史数据的转储机制，保证既不丢失历史数据，又节省系统资源。

### 9.3 实时数据库访问与管理

#### 9.3.1 实时数据库访问

实时任务以何种方式访问实时数据库，不仅与实时系统

的总体设计有关，也与实时数据库的接口设计有关。其中需要考虑的因素有两点：一是时间开销，因为时间开销直接影响访问的速度，影响实时性；二是简单方便，为用户的任务设计提供方便，降低任务的设计难度。因此实时数据库系统提供了两种访问方式，即直接访问方式和命令调用访问方式。

(1) 直接访问方式，即允许实时任务直接存取实时数据库中的数据。由于实时数据库存放在内存的公共数据区中，直接访问时间开销少，访问速度快，适用于对实时性要求较高的任务，如采样任务、历史数据库管理任务等。为此，采样任务和历史数据库管理任务要保存实时数据库的相关指针，清楚地了解实时数据库的存储结构。这种方式增加了实时任务设计的复杂性，相应任务不宜过多，以便于协调，避免出错。

(2) 命令调用访问方式，是指实时数据库管理系统在程序一级向实时任务提供一些必要的访问实时数据库中数据的命令。实时任务可以通过访问命令实现对实时数据库的操作。这些命令与传统数据库系统中的数据操作语言（DML）具有相似甚至相同的含义。

在具有一定规模的实时软件设计开发中，实时任务的划分一定要考虑到对实时数据库的访问问题，除极个别任务（如周期采样任务）采用直接访问方式外，其他实时任务均应采用命令调用访问方式。

实时数据库访问命令的设置主要考虑实时作业的需求，也要考虑实时数据库系统的适应性问题。这些实时数据库访问命令可以嵌入到实时操作系统中，将其作为系统调用命令的一个子集来处理；也可以嵌入到实时作业的主开发工具中，这样有利于提高访问实时数据库的速度，也为用户开发设计实时作业提供了方便。

#### 9.3.2 实时数据库管理

##### 9.3.2.1 实时数据库调度策略

实时数据库系统是一个用来处理具有时间限制工作负载的事务处理系统，主要目标是满足事务的截止时间，包括事务对各种资源的调度，即对多个事务占用 CPU 的调度，多个并发运行事务之间的数据、I/O 和内存等资源的调度等。各种资源的调度使用对实时数据库的功能和性能有很大的影响。

实时调度主要利用两个方面的因素：事务到达时间和事务截止时间。调度策略中使用最多的是优先级调度法。当实时事务到达时，指派一个优先级进入事务队列。在事务队列中，优先级最高的事务排在首位，由高向低顺序排列。调度策略的依据是根据事务到达时间决定相对截止时间，相对截止时间是指事务到达和事务最终结束时间之差。在指派优先级时，要综合考虑事务到达时间和事务截止时间两个因素，使超过截止时间和事务夭折的情况尽可能少。常用的优先级调度策略有基于任务周期的静态优先级分派的单率（Rate Monotonic）法、动态优先级分派的最早截止期优先（EDF）法和最小松弛度优先（Least Laxity First, LLF）法，后者任务的松弛度就是它还可以等待而仍能满足其截止时间的长度，本质是最紧迫的任务最优先。

其他典型的调度方法还有静态表驱动调度、动态计划式调度和动态尽力式调度等。

##### 9.3.2.2 实时数据库的并发控制

数据库的并发控制就是在多个事务对数据库并发操作情况下对数据库的操作实行管理和控制。通常的数据库管理系统采用可串行化算法来解决并发控制问题。



作为一类实时系统,实时数据库系统的事务处理系统同样有硬时间限制和软时间限制,同时数据管理还必须满足数据一致性。

## 10 实时多任务控制软件

控制计算机系统软件是由各种互相独立的任务连成的协同操作的管理程序,所有功能通过处理器运行相应任务的指令序列完成。在结构上,软件通常采用分层结构实现相应的控制、通信和人机接口任务。

通常控制级计算机需要处理以下功能:①系统异常监视处理;②串行通信接收,(异步)报文投递与处理;③定时通信发送;④定时 I/O 刷新,实时时钟 RTC 刷新;⑤故障自诊断;⑥报警输出;⑦键盘等输入扫描;⑧各类用户控制、计算。其实时性要求大致按①到⑧逐步降低。

管理监控级计算机需要处理的任务按实时性由高到低要求大致有:①系统异常监视处理(NMI);②串行通信接收,(异步)报文投递与处理;③定时通信发送;④软件定时器刷新,实时时钟 RTC 刷新;⑤定时 I/O 刷新;⑥邮箱查询及命令执行;⑦报警输出;⑧数据记录、存盘;⑨用户控制、计算;⑩键盘、鼠标分析扫描、执行;⑪动态数据显示刷新,如总貌、分组、回路、记录显示、报警信息、操作指导画面。

显然,控制系统软件需要按实时多任务架构,确定各任务的分配和基本调度方法。常用的实时控制软件任务调度分配方法有顺序调度、预置循环调度、优先级调度、限时调度等。软件设计开发需要经过确定优先级顺序、解决任务间通信、代码编制、运行协调等过程。

### 10.1 MS-DOS 操作系统下的任务调度

在 8086/8088 系列微机(IBM-PC 兼容机)中,MS-DOS 操作系统没有考虑多任务问题,因此在设计实时多任务控制软件时必须根据其特点,合理地分配任务。

MS-DOS 本身是不可重入的,这是因为它使用自己的独立堆栈,一个任务如果要调用 DOS 外部程序,无论其他任务是否结束 DOS 调用,DOS 都要重新初始化堆栈,这样就可能破坏了前一任务的堆栈指针及返回地址。虽然可以采取特殊的办法避免冲突,但更可靠的办法还是在设计中将与 DOS 功能调用有关的任务按非抢占方式调度,即当其他调用 DOS 的任务没有结束时,当前调用 DOS 的任务只能处于挂起状态。最简单的处理方法是将有关任务交给后台任务统一控制调度。这一原则同样适用于对 DOS 系统管理下资源的访问,如文件系统、键盘、显示器等。但是这样一来可能不满足实时性要求,在软件设计时可以将实时性要求高的任务(如控制、数据采集)和实时性较低的任务(如人机接口、磁盘读写、显示器刷新等)分开设计,通过任务间通信传递有关信息,并采取适当的同步措施。

MS-DOS 支持外部中断机制,使用中断向量方式处理中断过程,在此基础上提供定时器机制,每秒产生 18.3 次中断。操作系统中断服务例程每次处理若干系统任务,并在结束时自动调用 28(1CH)号(软件)中断服务任务。因此在很多要求不太高的软件中经常利用这一特性实现基准定时,而不必修改系统的定时器参数。

考虑到 MS-DOS 的特点,在应用软件任务分配时可兼顾系统任务和应用任务,可将实时性要求高的任务(如通信接收等)安排为由外部中断驱动,而要求较高的(如定时器管理、定时采集、定时记录、数据定时发送等)安排在定时

服务例程中完成,而实时性要求不高的任务(如键盘扫描、图形刷新、记录数据存盘、文件读写等)安排在例行任务中进行。

### 10.2 基于中断技术的实时控制软件任务分配

引入中断技术的实时控制软件,一定利用对控制程序来说是“不可见”的机制实现并发操作。这种机制能够通过硬件检测到请求脉冲或电平信号变化,暂时挂起正在执行的低优先级任务,保存当前需要恢复的完整的现场信息,转而运行一段前台任务——中断服务程序,之后再恢复现场,继续执行被挂起的程序。这就是所谓的中断机制,所有微处理器都支持中断机制,但具体的中断源的识别、优先级判别、中断响应过程略有不同。只要在中断期间执行的任务与后台悬挂的任务互不影响,则中断提供一种并发操作。这里的后台程序是相对于正在前台的中断服务程序而言的,即可以被暂时挂起的程序。如果中断机制支持优先级识别,并可以嵌套,则很容易实现任务的抢占式调度。如果中断例程的运行时间相当短,运行次数又不频繁,那么后台任务就好像在另一台速度稍慢的处理器上运行一样。

考虑到软件结构不能过于复杂,便于检测软件故障,采用中断机制的控制软件优先级应控制在 3~4 级,在同一优先级服务程序中可以根据实时性等优先要求再采取顺序调度、预制循环或限时调度。图 3.5-42 为典型的控制级计算机任务分配和通信关系。图中后台任务的控制模块采用缩写字符,如 INA 为模拟量输入,OUT 为逻辑量输出。实时性要求相近的任务可以有多种优先级分配,控制运算作为优先级最低的例行任务进行调度,这在控制周期较大的过程控制中十分常用,选用软件定时器查询模式。当实时性要求更高时,可以安排在定时中断任务中。任务间分别采用共享数据区、环形邮箱等形式进行任务通信。

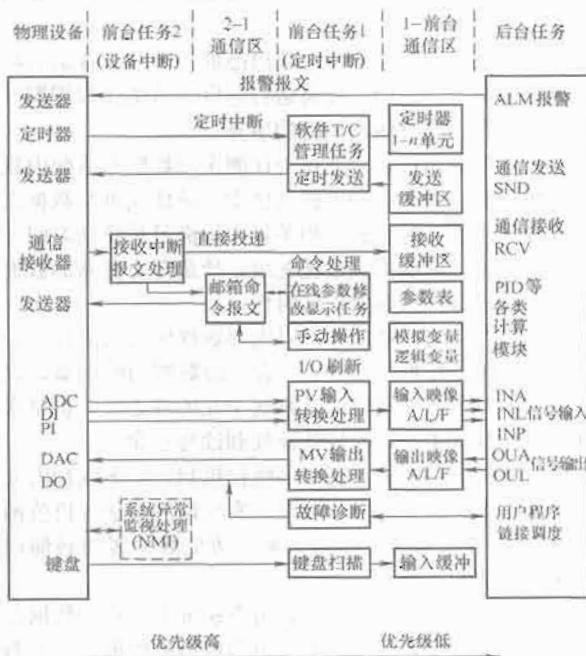


图 3.5-42 基于中断多任务机制的控制级计算机软件任务(例)

图 3.5-43 为监控管理级任务分配举例。不同于控制级计算机,人机界面的管理实时性要求最低,安排在最低优先级的后台例行任务执行,后台各子任务根据键盘、鼠标等输入设备以及软件定时器查询进行切换、调度。除了任务分配





VxWorks 的核心包括多任务调度(采用基于优先级的抢占方式)、任务间的同步和进程间通信机制以及中断处理、看门狗和内存管理机制。一个多任务环境允许实时应用程序以独立任务方式构建,每个任务拥有独立的执行线程和系统资源。这些任务基于进程间通信机制来同步、协调其行为。

Wind 使用中断驱动和基于优先级的调度方式。它缩短了上下文转换的时间开销和中断的延时。在 VxWorks 中,任何例程都可以被启动为一个单独的任务,拥有它自己的上下文和堆栈。还支持其他的任务机制使任务挂起、继续、删除、延时或改变优先级。

Wind 提供信号量作为任务间同步和互斥的机制。在 Wind 中有几种类型的信号量,它们分别针对不同的应用需求,包括二进制信号量、计数信号量、互斥信号量和 POSIX 信号量。所有的这些信号量是快速和高效的,它们除了被应用在开发设计过程中外,还被广泛地应用在 VxWorks 高层应用系统中。对于进程间通信,Wind 也提供了诸如消息队列、管道、套接字和信号等机制。

#### 10.4 基于 MS-Windows 的准实时软件

MS-Windows 多任务操作系统的诞生和图形窗口环境的改善,为 PC-Based 控制系统的软件设计提供了全新的界面和程序设计方法。Windows 3.X、Windows 9X 属于早期产品,曾用于设计开发一般实时监控与控制系统软件,应用程序开发简单,但稳定性较差;而 Windows NT(Windows 2000/XP)则是基于抢占式调度的多任务操作系统,实时性强,稳定性好,尤其适用于开发高性能实时控制系统软件,是一类新型操作系统。但是由于后者采用 32 位保护模式编程技术,应用程序与系统操作严格分离,尤其对硬件接口的操作控制受到操作系统的严格管理,必须通过专门的开发工具才能编写硬件设备驱动程序。

从系统程序开发看,Windows 利用 32 位虚地址保护机制和任务管理机制高效地实现了系统管理和任务调度切换,大大提高了软件的可靠性和多任务管理能力,并支持虚地址保护模式中断机制下的系统程序优先级调度和软件任务管理机制下的应用程序优先级调度。

对应用程序开发而言,Windows 是一个多任务的操作系统,它有基于进程和基于线程的两种多任务形式,由于计算机处理能力的大幅度提高,在很多应用中,其实时性也基本能满足要求。Windows 软件使用基于调用的应用程序接口函数 API,这些函数除提供丰富的操作台控制外,还包括所需的其他系统功能,如进程/线程任务管理、同步关系、操作台、任务通信等。

一个 Windows 实时应用程序可以由多个进程组成,而一个进程可以由多个线程组成,进程和线程都作为任务,可以同时执行。

进程任务是装入内存并准备执行的程序,每个进程具有自己的堆栈空间。进程由代码、数据和其他系统资源、文件管道和同步对象组成。一个进程可能包括多个线程。

线程任务是操作系统为其分配 CPU 时间的基本实体。每个线程有一组用于调度处理的上下文结构,包括寄存器、内核堆栈和在进程地址空间中的用户堆栈。所有线程共享其进程的虚拟地址空间、系统资源和访问全局变量。

在应用程序级,Windows 以时间片(占有固定数目的时钟周期)为单位,借助软件定时器技术进行优先调度。每当基本时钟中断发生时递减当前执行线程时间片的时钟周期计数,如计数减到零则进行线程任务切换。调度程序以优先

级管理一组可执行的线程任务,相同优先级的线程在同一任务队列中,当一个线程执行时间片完毕后,下一时间片分给同一优先级队列首位的线程,而刚完成执行的线程排到队列尾部。由于挂起或阻塞的线程不管其优先级,要等它们变为非阻塞状态后才能得到时间片。调度程序切换线程时,当前执行线程的上下文被保留,机器状态则根据下一执行线程的上下文重新设定。

进程有三个优先级类:高、普通和空闲,默认情况下进程的优先级类设定为普通;每个进程优先级类中的线程又可分为 5 个优先级:最低、低、普通、高、最高,用 -2~2 表示。所有线程创建时都以 0 优先级开始,可调用函数读取或改变线程的优先级。线程的优先级也可动态增高,每个线程的基础优先级是其进程优先级类中线程的优先级,调度程序在线程需要时提高或降低线程的动态优先级,并以此做出调度决策。线程的动态优先级不低于它的基础优先级。例如每次窗口接收输入消息时,调度程序提高拥有此窗口的进程中的所有线程优先级;又如在线程等待 I/O 条件满足时,动态优先级将提高。在提高线程优先级后,线程每完成一时间片后降低一级优先级,直到回到它的基础优先级。

为协调多线程执行,系统接口函数还提供了多种方法,如等待函数和同步对象、设置异步(I/O)操作、互锁变量访问等。

控制系统与外设的标准联系通过通信实现,通信资源一般是单个双向异步数据流的物理或逻辑设备,如串/并行接口、数据采集卡等,每种通信资源都有一个服务提供者,由库函数或驱动程序构成,以便应用程序访问资源。这些函数包括对资源的配置、读/写、监视状态/事件、发送驱动命令等。

#### 10.5 实时控制软件的故障监测

为了保证实时控制软件的高可靠性,需要在系统设计时结合硬件监视功能,对软件故障进行检测。所谓软件故障,是指系统的软件中隐含的错误而引起逻辑量产生变化,或由于系统中的硬件缺陷或干扰导致软件运行暂时失效,为此需要在软件架构设计时考虑软件运行状态的监测,即软件故障的自诊断。

软件运行状态的监测需要针对具体的软件结构进行设计,一般采用高优先级任务监视低优先级任务,最高优先级任务由硬件监视定时器完成的方式,基本任务用单位时间的运行计数和运行时间来检测。详细内容见本篇第 10 章。

### 11 实时控制软件分析设计方法

#### 11.1 软件生命周期

随着计算机技术的发展和应用领域的扩大,软件规模也越来越大,复杂程度不断增加,手工业的软件生产方式已经完全不能满足日益增长的对软件数量和质量的要求。一个大型计算机控制软件系统的开发往往涵盖了整个系统软件的各个方面,编码过程只是其中的一小部分工作。为此,通过对软件开发各个环节的认真分析,归纳总结出所谓软件生命周期。以软件生命周期为依据,将软件生存的整个过程划分为若干个阶段进行组织实施,并以此来保障软件的开发、测试和维护的科学性与合理性。

软件生命周期是人们在研究软件生产时所发现的一种规律性。和其他工业生产一样,软件也有一个生产、使用和消亡的过程,并称之为软件的生命周期,也即一个计算机软件

的功能确定、设计,开发成功投入使用,并在使用中不断地修改、增补和完善,直至被新的需要所替代而终止该软件使用的全过程。总体上分析,软件生命周期包括分析、设计、实现和维护等一系列过程。而对于生命周期的不同划分方法也就形成了不同的软件生命周期模型。

## 11.2 软件分析设计方法

软件分析设计方法建立在系统分析和系统设计之上。系统分析指的是由用户提供的,说明软件系统应有功能以及运行环境等情况的方案;系统设计则是指那些由系统分析员或设计者提供的描述软件系统实现这些需求的方案。

早期的实时系统开发曾尝试对象的抽象过程,利用形式化技术规定和分析有时间限制的并发系统,但技术上不够成熟,难以形成完整的方法。实际应用中往往更倾向于使用信息系统中普遍适用的结构化方法和软件工程方法。目前已研发了多种针对实时系统的结构化设计方法,如 MASCOT、JSD、RTSA、DARFS、HRT-HOOD 等。期望中的实时系统设计方法应能够实现如下目标:①用并发任务构造系统;②通过信息隐蔽支持可重用部件的开发;③使用有限状态机定义行为外观;④具有可分析设计性能,以确定其实时特性。然而,上述现有的方法中没有一个能满足所有这些目标,这类传统的软件开发方法多数结合了生命周期模型,对于硬实时系统的时间性问题往往在测试中才发现,单一软件环境处理十分困难。另外在实时系统的设计中,系统的瞬时表现是最难描述的,但同时也是最重要的因素。常用结构化设计方法使用图进行描述,在图上带标注的箭头表示通过系统的数据流,箭头指向的节点表示对数据进行转换的点(即处理)。在实时系统中常用的有 JSD 和 MASCOT3,以及 ADA 专用的方法 HRT-HOOD, UML 则是近年来出现的可视化标准建模语言。

### 11.2.1 统一建模语言 UML

软件工程领域在 20 世纪 90 年代期间取得了空前的发展,其中最重要的、具有划时代意义的成果之一就是统一建模语言(Unified Modelling Language, UML)的出现。UML 是可视化建模语言中的一种,属于第三代面向对象建模语言,它将模型中的信息用标准图形元素直观地表示出来,能让系统构造者用标准的、易于理解的方式表达出他们所设想的蓝图,并提供一种机制,以便于不同的开发使用者共享和相互间交流设计结果。

UML 是在著名的 Booch、OMT 和 OOSE 方法的基础上,集众家之长,几经修改完成的,适用于系统开发的不同阶段。它是为 ANSI 和 OMG 组织所采用的标准,并被世界上绝大多数公司所接受。

UML 语言简单,易学易用,采用可视化的图形描述,比较形象直观,利于交流,并有利于系统开发的回溯、测试和发展维护。在 UML 中适合为实时系统建模的主要特征包括:

- (1) 对象模型(包含数据属性、状态、行为、标识和功能职责):用于获取系统结构。
- (2) 用例场景:能从系统响应用户输入中识别出关键输出。
- (3) 行为建模:用有限状态机(状态图)促进对系统行为进行动态建模。
- (4) 包装:提供将建模元素按群组组织起来的机制。
- (5) 并发、通信和同步的表示:为真实世界实体建模。
- (6) 物理拓扑模型:使用部署图显示组成系统的设备和

处理器。

(7) 支持面向对象模式和框架:可以表示常见问题的通用解决方案。

顾名思义, UML 是一种语言而不是一种方法,事实上确实如此。实际应用中还存在很多问题,到现在为止,如何利用 UML 为实时系统建模定义标准模式,如何为时间和其他资源建模,如何使用可调度性分析预测设计的性能都仍在研究中。

其他常用的可视化建模语言还有 Booch 方法和对象建模技术 OMT 等。

### 11.2.2 实时系统分析设计的常用方法

除了 UML 外,也可采用其他的实时分析设计方法,包括语言描述及数学分析,如伪代码和编程设计语言 PDL;有限状态机(FMS)模型;可以采用各种图示方法,如流程图、结构图、Petri 网、数据流图。对于实时系统分析设计,它们各有特点或互为补充。表 3.5-11 总结了各方法的优缺点。

表 3.5-11 实时系统常用分析设计方法的比较

方 法	优 点	缺 点
语言描述	广泛应用,能起说明作用	不够明确,无法产生相应代码
数学分析	精确,是一种正式的分析方法,可在此基础上进行代码优化	难于应用,并非多数系统设计人员都能够通过数学方式对系统分析
流程图	广泛应用,对单任务系统非常适合	没有并发处理,不能表现瞬时状态,多采用跳转语句
结构图	广泛应用,适合于小系统,支持自顶向下的设计方式	没有条件转移,没有并发处理,不能表现瞬时状态
伪代码和 PDL	与编程语言接近,是正式应用的分析和设计方法	容易出错且不易发现
有限状态机	广泛应用,易于建立,方便于代码产生和优化	没有并发处理,随着状态的增加,系统复杂性显著增加
Petri 网	广泛应用,适合于多进程处理,对并行性有很好的表示	不适用于过小的系统
数据流图	广泛应用,并发处理,易于理解	不易于表示同步性

## 11.3 面向对象的程序设计

### 11.3.1 面向对象程序设计的基本概念

面向对象程序设计(Object Oriented Programming, OOP)采用对象(Object)、类(Class)、方法(Method)、消息(Message)和继承(Inheritance)五个基本概念,较好地描述现实世界,其思想比较接近人类处理问题的自然思维方式。

(1) 客观世界中的每个实体都可以被统一模型化为一个对象,并有相关联的唯一的对象标识。

(2) 每一对象是其状态与行为的封装(Encapsulation),其中状态是该对象一系列属性值的集合,而行为是在对象状态上操作的方法的集合。



(3) 所有共享相同属性和方法集的对象组成一个类,任一对象是某一类的一个实例。

(4) 类属性的定义域可以是任何类,类的定义域可以是原始类,也可以包含其自身属性。

(5) 所有的类被组织成一个带根的有向非环团或一层次(类层次),一个类继承层次中直接祖先或间接祖先的所有属性和方法。从语义上看,一个子类(Subclass)是其所继承的属性和方法类的特例,相反,一个类是其子类的抽象,称为超类(Superclass)。类层次可动态扩展,一个新类可从一个或多个已有类导出。根据一个类能否有多个超类,可将继承分为单一继承和多重继承。

(6) 对象被封装的状态和行为在对象外部只能通过显式定义的消息传递来存取。由于方法也可从超类继承,对象模型应支持消息及其对应方法之间运行时的动态联编(Dynamic Binding)。

### 11.3.2 面向对象程序设计方法

基于面向对象概念进行程序设计时,对问题领域进行自然分割,建立模型化的对象,以便于对现实世界中的信息实体进行结构模拟和行为模拟,每个对象把一个数据类型和一组过程封装在一起,使得该组过程了解对这一数据类型的处理,并在定义对象时可以规定外界在其上所进行操作的权限。设计程序时可依照设计者的意图来创建对象,并将问题映射到该对象上。程序的执行在概念上是对象之间的互相消息传递。这一方法自然、简单、直观,具有模块性、信息隐藏、数据抽象及继承性等多种特点,能有效地组织和管理各种不同类型的数据及知识,支持多种知识表示。因此,在模拟仿真、软件工程、人工智能、知识工程、数据库、图形学及图像处理等多种领域获得广泛应用。

近年来,还出现了将面向对象思想与组件编程思想相结合发展起来的基于对象技术的组件模型,如微软的OLE/COM、对象管理集团OMG提出的对象管理基准结构(OMA)和Sunsoft公司的JavaBeans都是典型的软件组件规范。

### 11.4 基于构件技术的程序设计

基于构件的软件开发(Component Based Software Development, CBSD)主要针对分布式网络实现跨空间、跨时间、跨设备和跨用户共享软件的要求,其目标是达到需求、分析、设计、编码、测试的重用,现成构件是具有预知性、封装性、透明性、互换性、通用性的软件单元,从而使软件能像硬件一样任意装配定制。

整个构件隐藏了具体的实现,只用接口提供服务。这样在不同层次上,构件均可以将底层的多个逻辑组合成高层次上的功能更强的新构件,甚至直接封装到系统,使模块的重用从代码级、对象级、架构级到系统级都可能实现。

CBSD强调软件构件的独立性、互换性和功能性,即软件构件不依存于某一系统,它可以被相同的构件所替换,并且具有实际的功能意义。

传统的软件开发方法从草稿自顶向下进行,对重要功能没有提供更多的辅助;CBSD则把自顶向下和自底向上方法结合起来进行开发,它基于体系结构,以接口为中心,将构件有机组合,即插即用。CBSD的方法包括:对构件有明确的定义;基于构件的概念,需要有构件的描述技术和规范;开发应用系统必须按构件裁剪划分组织,包括分配不同的角色;有支持检验构件特性和生成文档的工具,确保构件规范的实现和质量测试。

但是CBSD方法发展和应用中仍需解决构件的统一标

准,保证构件能够装配互换,能够用构件集成应用系统;还要解决构件之间的相互通信和数据共享实现,以及非构件化系统的数据继承、过渡和转变等问题。

## 12 实时控制软件开发

计算机控制系统中的软件包括系统软件、支持软件和应用软件。应用软件是在操作系统等系统软件的支持下,利用相应的开发工具,针对具体的对象和技术要求,开发完成的实际运行的软件系统。有多种方法供选用进行软件开发,如生命周期法、DARFS方法、增量开发法等。生命周期法又称瀑布型软件开发方法,按此方法,基本实时控制软件开发流程如图3.5-45所示。所谓基本软件是指满足简单逻辑和反馈控制要求的应用系统,而非复杂的优化控制系统。软件既要达到规定的功能和性能,又要满足工程实用与心理学的要求。

从软件的生产管理技术来看,微机控制系统软件的开发包括软件的需求分析与定义、软件的设计与审查、软件设计表现与测试、软件可靠性及其评价方法与标准、软件的扩充和维护、软件的成本估算等内容。

微机控制系统对软件的可靠性、实时性等有着特殊的要求,作为软件研制开发的规范化方法,微机控制系统软件的开发必须对工作步骤、软件文件格式和软件评价标准作出规定,同时按照软件工程的方法组织实施。

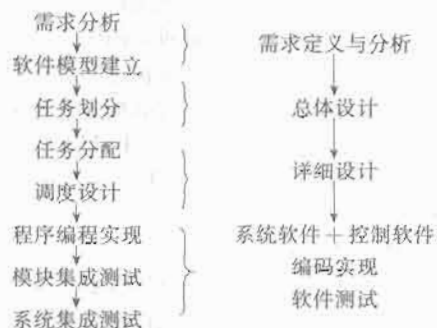


图 3.5-45 实时控制基本软件开发流程

软件工程是20世纪60年代末开始发展并且逐步形成的专门技术,它从管理和技术两方面研究如何更好地开发和维护计算机软件。它采用工程的概念、原理、技术和方法来开发与维护软件,把经过时间考验,证明正确的管理技术和当前能够得到的最好的技术方法结合起来,从而以较小的代价获得高质量软件,满足以下需求:

(1) 软件的开发与设计满足技术及市场日益发展的需要。

(2) 软件开发成本的估算以及软件开发周期的控制。

(3) 软件开发人员与用户之间的充分信息交流,软件产品真正得到用户的客观评价和满意度评估。

(4) 相对于硬件成本越来越低,软件人工费用的日益增长,能降低软件设计费成本。

(5) 软件开发适应日趋激烈的市场竞争,并延长软件生存周期。

(6) 软件结构日益庞大与复杂,保证其性能的可靠全面测试,并在整个开发过程中贯彻质量保证措施。

(7) 在应用过程中不断修正错误,完善系统性能,解决适应硬件环境的变化以及升级、兼容性等维护问题。

软件是计算机系统中程序和有关文件的集合,即通常所说的文档+程序。软件开发不是某种个体劳动的神秘技巧,



而应该是一种组织良好、管理严密、各类人员协同配合、共同完成的工程项目。软件工程技术将软件作为一个工程产品来处理,软件的开发工作应当包括计划、分析、设计、实现、测试以及维护等过程和阶段。

### 12.1 目标定义与可行性研究

首先系统分析员通过对系统的实际用户和使用部门的相关人员进行访问调查,了解他们对系统的看法;再经过反复论证,明确整个系统的性质、目标和规模;接着需要研究这个系统是否值得去实现,是否存在可行的解决办法;然后系统分析员导出该系统的高层逻辑模型,并在此基础上更准确、更具体地确定项目规模和目标,以及对系统进行成本效益分析。

对目标系统的定义是为整个计算机控制系统提供总体的概述,以便充分理解所涉及的问题,并论证解决问题的办法;同时按照事先确定的准则,规划解决办法的几种可能方案,并把建议的方案用便于复审的形式表达出来。

根据对需求的初步理解,可以对系统进行初步规划,把功能分配给硬件、软件及其他系统,包括系统的接口、功能和性能描述,测控系统对人机接口的特性描述,初步的系统分析等。

### 12.2 需求分析

用户需求通常包括功能、实用性、可靠性、可操作性、安全保密、成本消耗、开发进度、资源使用和用户接口/人机交互、对话方面等的需求,这些需求最终要在所开发的软件产品上体现出来,或得到一定程度的满足。在这个阶段主要明确目标系统必须具备哪些功能,对实时系统还需考虑实时性、可靠性、信号数据处理和控制等性能需求。它要求系统分析员在这个阶段必须和用户密切配合,分析交流信息,得出经用户确认的系统逻辑模型。通常用数据流图、数据字典和简要的算法描述等表示系统的逻辑模型。

需求分析阶段确定的系统逻辑模型是后续设计和实现目标系统的基础,因此必须准确完整地体现用户的要求。需求说明过程给出系统功能需求(功能、输入、输出)、外部接口需求(如用户界面)、性能及诸如文件、数据库安全等其他要求。

针对实时控制系统应用,还需要用状态变迁图来描述系统。为此设计状态变迁图,在设计阶段可能还需要进一步细化。

此外,需要清楚地说明操作员与软件系统间的所有交互作用,并尽可能整理一套用户使用该系统的操作步骤说明。为使系统说明更为清楚,还需要将状态变迁图与操作说明关联起来。

### 12.3 计算机控制系统软件的设计

软件设计阶段的本质就是把实现系统的方法具体化。先设计出程序各任务的调度形式,包括事件触发条件、时间顺序或任务创建、删除关系;要设计详细规格说明,包括必要的细节;要按模块方式设计每个任务,并定义出任务间通信关系,程序员可以根据它们写出实际的程序代码。

上述任务间接口定义好之后,接着需要建立每个任务的结构。一个任务代表一个程序序列。画出每个任务的数据流图,然后使用结构化设计方法,从数据流图导出任务的模块结构图,并且定义各模块的接口。可以采用通常的程序流程图或程序设计语言描述详细设计的结果。

通常把软件的设计阶段分为两步:

(1) 总体设计(概要设计或结构设计):着重解决实现需求的程序模块设计问题,包括把被开发的软件系统划分为若干子系统或模块及其接口(即模块之间的相互关系)、模块之间所要传递的信息等。

(2) 详细设计(程序设计):要决定每个模块内部的具体算法以及具体代码的实现。

在总体设计阶段和详细设计阶段完成后,都应当进行必要的阶段评审,使设计中存在的问题能够及时发现并且及时得到解决,不至于将问题带到开发后期,造成更大的损失。

#### 12.3.1 总体设计

在软件的总体设计阶段,应当以底层功能为单位,对处理、输入、输出、文档等进行初步的研究和设定,并且充分研究人机接口问题,合理划分程序的模块,以便大体上明确其处理的流程。但是这时所划分的处理模块还不能包括具体的物理内容,比如其中的输入/输出和文档等仍然只能是抽象的,这些物理内容需要在详细设计阶段通过设计工作逐步细化。

通常采用的模块划分方法有按控制流划分和按数据流划分两种。如果系统的输入/输出数据存在某种对应关系,则可采取控制流模块划分技术;如果输入/输出数据之间没有明确的对应关系,则可引入中间数据,并通过这些中间数据进行数据流划分,以便输入/输出数据能够逐次对应;如果从输入到输出的整个处理过程存在明显的变换过程,则可以采用数据流划分。

需要说明的是,在控制软件的设计中,由于算法种类、被控对象数目较多,往往不宜采用按程序流逐个顺序处理的模式,而应采用以数据流为中心,归纳不同的特性,构建模块描述库,指向不同的程序模块。

在软件总体设计阶段完成时,应交付以下技术文件,同时组织对总体设计阶段的复审。

- (1) 总体设计及对象关系模型描述说明书。
- (2) 数据处理流程设计说明书。
- (3) 数据加工逻辑设计说明书。
- (4) 数据库数据结构(数据的存储分配)设计说明书。
- (5) 支持描述库关系的设计说明书。
- (6) 控制策略的选择与论证。
- (7) 网络通信协议说明书。
- (8) 集成测试计划。
- (9) 控制系统软件静态测试与动态仿真测试的技术设计说明书等。

#### 12.3.2 详细设计

模块的结构设计完成后,需要在详细设计阶段完成软件的编写过程或者必要的细节。在这一阶段,首先应当用自然语言来描述设计的过程、步骤以及结构过程、函数(类)定义与性能、模块的接口等。在使用描述语言时要注意语义的单一性,防止歧义。

在详细设计阶段,通常采用图形化方式比如流程图或框图,以方便地描述过程细节。需要注意的是,在编制程序框图时,所用的符号必须遵守有关规定(如国家标准 GB 1526—1989《信息处理、数据流程图、程序流程图、系统流程图、程序网络图和系统资源图的文件编制符号及约定》)。

控制系统软件详细设计的目标就是代码设计,其原则如下:

- (1) 标准化:尽量采用国际标准或国家标准,以便日后

信息的交换和维护。

(2) 唯一性: 每一个信息资料仅有一个代码, 或者说每一个代码只代表一个信息资料。

(3) 可读性: 无论是设计方案审查还是扩充维护, 可读性都是基础。

(4) 可扩充性: 代码要留有足够的位置或者设计方式上留有足够的余地, 以适应以后的更新与扩充。

(5) 合理性: 代码编制方法必须合理, 以便与信息资料的分类相适应。

(6) 简单性: 代码结构应尽量简单, 以方便记忆与提高处理效率。

(7) 规范性: 代码的结构、类型、缩写格式必须统一。

(8) 适应与容错性: 代码尽可能反映信息资料的特点, 并针对控制系统的可靠性, 设计相应的容错处理逻辑与异常捕捉。

(9) 易维护性: 功能、资源相对独立, 便于实时系统测试和后续的维护、排障。

(10) 人机接口与界面的设计必须符合人机工程学的原则, 包括系统管理、设计、信息的输出、操作方式以及帮助与系统支持等。

详细设计阶段的重点是程序设计风格和为程序的可读性提供信息的源代码文档, 后者包含理解程序的三个级别的内容: 程序总貌、程序组织和程序指令, 即向阅读审查者介绍程序概貌的综合文档; 介绍程序目录的程序组织文档, 包括表示程序的过程结构、数据结构和控制结构的图示文档、程序模块及数据结构注释等; 指令级的注释等。此外, 还应当有提高程序可靠性的冗余程序设计和防错、检错、纠错及容错程序的设计, 并在结构上便于软件故障(运行状态)的在线监测。

#### 12.4 编码与测试

系统和任务设计完成后, 就应该进行每个模块的详细设计, 详细设计完成后才可开始编码。但是在单元测试前不必编完模块的全部程序, 可以分阶段编码和测试。虽然如此, 该模块的详细设计应该先完成, 这样能够保证设计工作的完整性, 避免系统以非结构化方式形成。

编码与代码测试阶段的任务是完成每个模块的详细设计、编码和单元测试。程序员根据目标系统的性质和实际环境, 选取一种或多种适当的程序设计语言(包括汇编语言), 把详细设计的结果转换成用选定的语言书写的程序, 并仔细测试编写出的每一个模块。程序员在书写程序模块时, 应使其程序具有良好的可读性、可理解性和可维护性。

需要指出的是, 控制软件作为典型的实时软件, 实时运

行调试和内部功能测试是一项极其困难的工作, 往往需要专门的硬软件工具完成, 并需要精心设计测试方法和方案。同时由于系统多采用抢占式调度, 更增加了在实时性、可靠性方面调试和测试工作的难度。

#### 12.5 任务与系统集成

本阶段需要完成逐个模块的连接、测试以构成任务, 以及逐个任务的连接和测试形成最终的系统。系统软件可分两步集成: 在宿主机上模拟集成(软集成)和在目标机上集成。控制应用软件也可按模拟测试和应用系统测试两步进行, 并尽可能模拟实际输入/输出特性和逻辑处理环节。

#### 12.6 软件应用与系统测试

最基本的测试是集成测试和验收测试。集成测试是根据设计的软件结构, 把经过单元测试的模块按某种选定的策略装配起来, 在装配过程中对程序进行必要的测试。验收测试则是按照需求规格说明书的规定, 由用户对目标系统进行验收。测试整个系统或主要子系统, 以验证功能指标的实现。为使测试具有更强的客观性, 系统测试最好由独立的测试小组执行。

在测试过程中应该做好测试计划、详细测试方案以及实际测试结果的记录, 并将其作为软件开发文档的一部分。

由于计算机控制应用软件的测试往往需要影响被控对象的运行(由手动或模拟控制系统切换至计算机自动控制), 必须精心设计回路切换方案和应急措施, 并预先进行模拟测试和培训, 初步设计初始控制参数。

#### 12.7 软件系统维护

必要的软件系统维护能够使系统持久地满足用户的需要。通常维护活动可分为五种情况:

(1) 改正性维护: 诊断和改正在系统使用过程中发现的软件错误。

(2) 适应性维护: 修改程序以适应环境的变化。

(3) 完善性维护: 根据用户的要求改进或扩充软件使系统更完善。

(4) 预防性维护: 修改软件为将来的维护工作做预先准备。

(5) 适当的系统备份, 尤其在管理层, 包括历史数据记录 and 控制系统参数, 甚至应用软件镜像。

对控制软件而言, 往往还需要整定控制参数, 确定优化的系统工作模式。在实际应用中, 管理级和部分监控级软件可能还需要定期升级, 以满足不断更新的要求。

## 第6章 基本控制单元

### 1 基本控制单元及其特点

在计算机控制系统中,基本控制单元(Basic Controller)最接近于被控对象,承担着直接数字控制 DDC 功能,用于直接控制电气装置设备或生产过程。各单元完成数据采集、顺序逻辑控制、批式控制或连续反馈控制以及实时通信等任务,可靠性要求极高。过程控制中它们最接近于现场,又常称为现场控制单元(Field Controller Unit)。

这里的基本控制单元既指单机控制计算机、单回路控制器(仪表),也包括连接到上位计算机或分布式控制系统控制网中的控制器单元,有时又称控制站(Control Station,或设备控制站、现场控制站)。计算机控制系统中,控制单元继承了 DDC 技术。它是一个完整的计算机应用系统,实际运行中可以在不与上位计算机及网络相连的情况下完成实时控制策略,保证系统正常运行。

基本控制单元可以是通用、大批量的商业产品,如工控机、单回路调节器、多功能控制器(MFC)、可编程逻辑控制器(PLC),也可以是基于微控制器、DSP 和嵌入式处理器的小批量、定制型嵌入式控制器,它们可以通过通信接口模块或芯片连入工业控制网络,构成分级、分布式控制系统,详见本篇第7章。

在简易计算机控制系统中,基本控制单元可以是一台式或架装工业 PC,除工业级主机和 I/O 卡外,还配有中高分辨率的彩色监视器或触摸屏、工业防水触摸键盘等人机接口设备,大容量的外部存储器和打印机、以太网卡,形成功能丰富的控制工作站,用于应用环境良好的场合,如实验、测试等控制系统,也可作为分级分布式控制系统的控制级单元。

在小型控制系统中,单回路数字调节器已取代了绝大多数的模拟调节仪表,成为基本控制单元的最小成员。单回路数字调节器具有典型的人机接口,键盘或拨码盘参数输入,数码显示;增强型的单回路数字调节器具有可编程功能,支持用户组态;可以支持 4 路模拟量输入,1 路输出,8×8 或 4×4 开关量输入/输出,可以方便地实现串级和各种高级控制功能。在大型控制系统中单回路调节器常常用作重要回路的后备控制单元,但在电气传动控制系统中应用较少,故本章不作详细介绍。

在分级分布式控制系统中,主要的控制单元是面向连续模拟量控制的多功能控制器(MFC)和主要面向顺序逻辑控制的可编程逻辑控制器(PLC)。早期的控制系统中,MFC 和 PLC 分工明确,MFC 主要承担连续反馈控制和部分批式(有一定的起动、逻辑、时间、阶段、停止、闭环)控制功能,控制算法模块极为丰富,是 DCS 中的主要控制单元;PLC 逻辑处理功能、环境适应能力强,主要用于机电设备逻辑顺序控制,大型 PLC 带有少量模拟量输入/输出模块和专用控制模块(如运动控制、远程测控模块、脉冲输入、通信接口等),但算法模块简单。近年来,大中型 PLC 越来越多地被用于过程控制和运动控制等领域,并被大量用作 DCS 的控制级单元,是本章介绍的主要内容之一。

此外,大量基于嵌入式结构的小批量、多功能的控制单元,在各类电气控制系统中承担极为重要的任务,包括机电控制设备、变换控制器、逆变控制器、数控设备、高性能测控装置等。这类设备除了在微控制器、DSP(控制器)的基础之上定制各类专用控制系统以外,近年还在嵌入式系统技术的基础上,出现了所谓可编程自动控制器(Programmable Automatic Controller, PAC),兼具 PC 的功能和 PLC 的可靠性,性能超出多功能控制器、传统 PLC、基于 PC 的软逻辑控制器(Soft PLC, 软 PLC),形成便捷的开发编程环境、高功能的控制处理手段和灵活多样的联网方式。

基本控制单元可以采用机架式、面板式或嵌入式安装,配有高性能电源和散热排风系统。经典的基本控制单元采用机架式安装模式,便于维护、装配,包括多功能控制器和可编程逻辑控制器;局部人机接口、仪表型控制器多采用面板式安装,其他控制单元一般为嵌入式一体结构,可以安装在装置的内部。

在分级分布式控制系统中,绝大多数的基本控制单元系统都采用黑匣子模式,而少有配局部人机接口,如动圈式、荧光柱式模拟表盘或 LED/LCD 数码显示器、手—自动切换开关、手动输入电位器等。在黑匣子模式下,系统的管理、监控主要通过串行通信完成,可以借助 RS-232 总线连接器、现场控制通信网或以太网等接口连接到上位计算机。

### 2 多功能控制器

不同的控制系统生产厂家对自己系统中的底层控制设备取不同的名称,如基本控制器(Basic Controller)、多功能控制器(Multi-function Controller)等。不同厂家的多功能控制器所采用的结构形式大致相同,在本质上就是一个以微处理器为核心、面向连续和逻辑控制、可按功能要求组合的各种电子模块的集合体,并配以机柜和电源等形成的相对独立的控制装置。

从计算机系统结构来说,多功能控制器属于控制专用计算机,其特点是中小型控制器基本上第一代采用 8 位微处理器,第二代采用 16 位微处理器,第三代采用 32 位微处理器。大型控制单元对中央处理器要求较高,必须选用专用的处理器,第一代就采用准 16 位和准 32 位运算方式;第二代控制站采用精简指令系统(RISC);第三代采用多 CPU,分别用于控制运算、冗余切换、通信等操作。控制单元作为一个完整的计算机,主要 I/O 设备为输入、输出处理设备,完成被控对象的输入/输出,包括信号变换与信号调理, A/D、D/A 转换等。它在第二代和第三代产品中已陆续采用嵌入式技术,并采用微控制器等完成量程调整、远程 I/O 数据传输、小型化及减少 I/O 卡硬件规格等功能,直至连接智能化的现场变送器或接收采用现场总线提供的数字信号。第四代则几乎完全建立在嵌入式系统和 Web 技术之上,形成面向信息与集成的系统架构。通过控制单元的更新换代,在信号变换过程中采用了隔离技术以防止来自外部对象设备/现场的干扰信号;引入了与外部对象连接的端子及输入、输出信号的物理位置的确认技术。



## 2.1 多功能控制器原理与发展

国内早期的多功能控制器与总线式工业控制机紧密相连, 主要集中于 STD 和 VME 总线控制计算机 (见图 3.6-1 和图 3.6-2), 有一段时间也出现了基于 PC 总线和 PC104 总线的 PC 兼容式简易系统。系统以 8 位或 16 位处理器为核心, STD/VME 总线母板—机架作为基础, 根据需要选配各类标准功能板卡构成简易型多功能控制器, 并形成了一定的批量。STD 总线采用 56 线边缘连接。VME 总线有两种结构, 一种是单宽的 EUROCARD 结构, 采用一个 96 针 IEC603-2 型连接器 (P1), 每个插头有 3 排, 每排 32 线; 另一种是双宽的 EUROCARD 结构, 采用两个 96 针的连接器 (P1、P2)。单宽的 VME 总线主要支持 16 位处理机系统, 由 96 根 VMW 总线信号组成。而双宽的 EUROCARD 板上的两个连接器 P1 和 P2 提供  $2 \times 96 = 192$  根信号线, 这 192 根信号线分为三组。第一组构成 VME 系统总线, 由 128 根信号线组成; 第二组构成 VSB 局部总线, 由 64 根信号线组成; 第三组构成 VMS 串行总线, 共有三根信号线, 这三根 VMS 信号线作为 VME 总线 128 根信号线的一部分提供处理器间的串行通信通道。

早期的国产多功能控制器主要以近乎裸机的形式提供给用户, 但一般提供了基本的监控软件便于开发调试; 系统开发以汇编语言为主, 借助于上位 PC 作为宿主机进行开发、调试。

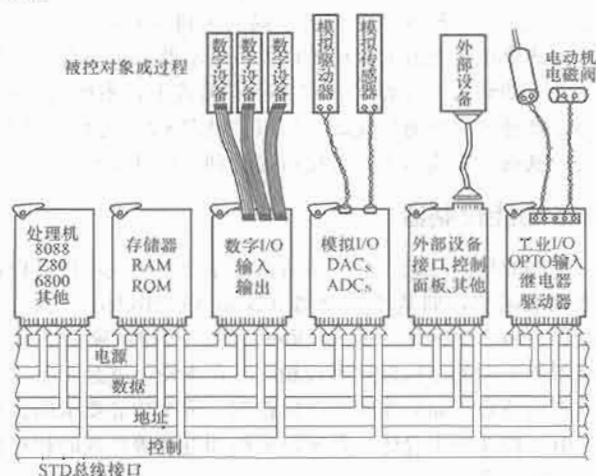


图 3.6-1 STD 总线工控机构成多功能控制器

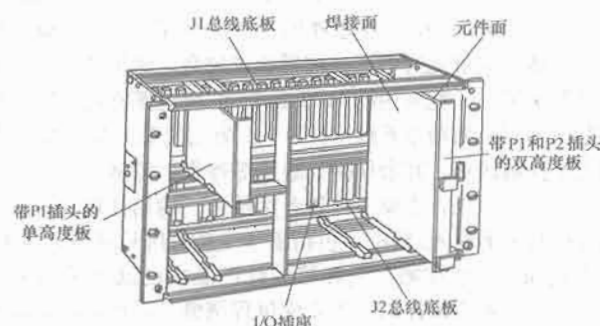


图 3.6-2 VME 总线工控机箱

利用标准总线工控机配以标准工控机架, 即构成小型的多功能控制器系统, 如图 3.6-3 所示。主要板卡包括处理器卡、存储器卡、开关量输入卡、开关量输出卡、(8 位/12 位) 模拟量输入卡、(8 位/12 位) 模拟量输出卡、脉冲输入卡、热电偶输入卡、热电阻输入卡、通信接口卡等。板卡还

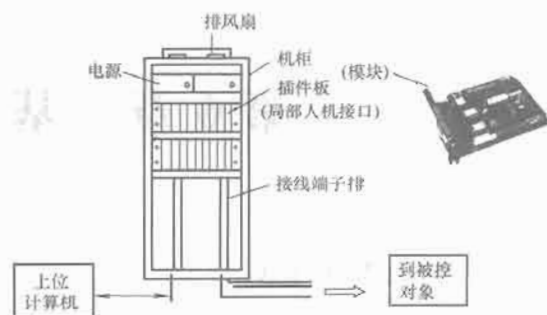


图 3.6-3 国产多功能控制器系统

分是否有光电隔离器。早期的板卡只能通过计算机排线连接到过渡板卡, 再转接到标准端子排, 因此工程化水平较低, 故障率高, 维护困难。后期的国产商品化主要在 VME 总线或类似总线的基础上进行模块化设计, 形成了具有一定技术水平的多功能控制器产品, 并开始研发相应的组态编程软件以及对监控级 SCADA 软件的驱动支持。

目前国内主要工控产品厂家 (如和利时、浙大中控等) 都拥有自己的多功能控制器产品, 并出现了支持组态生成的控制语言。这些产品通过不断更新升级, 技术水平不断提高, 目前多已推出新一代系统, 并在一些行业形成了成套半定制型应用范例。虽然各国产厂家都推出了自主品牌的多功能控制器和系列硬件模块 (以及 PLC 等), 但与国外产品相比, 制造工艺、工程化水平、可靠性和通用性以及市场推广能力尚难形成产品规模。事实上, 无论国产还是国外品牌的多功能控制器的发展, 都一直是与分布式控制系统 (DCS, 集散控制系统) 的发展和应用分不开的。

## 2.2 面向 DCS 的多功能控制器

从 1975 年美国 Honeywell 公司发布第一套商业化分布式控制系统 TDS-2000 开始, 多功能控制器就与 DCS 的控制组态软件紧密关联, 并成为 DCS 控制站的最重要形式。DCS 控制站的系统软件, 原则上也有实时操作系统、编程语言及编译系统、数据库系统、自诊断系统等, 只是完善程度不同而已。第一代 DCS 控制站的功能更近似于多回路调节器, 而且每个控制站都可以配置人机界面和备用操作器; 第二代 DCS 控制站的实时操作系统及程序编译系统比较完整, 编程语言有面向过程语言和高级语言, 控制策略的组态由操作站或工作站在与控制站联机的情况下完成编译和下载; 第三代 DCS 控制站的系统软件齐全, 操作站或工程师站可以完成离线组态及在线修改控制策略。

为了完成控制策略, 实现对应功能模块及模块之间连接的功能, 可构成反馈控制回路, 这在第三代 DCS 控制站中变化不大, 只是不断积累完善, 如 PID 算法等典型的数值计算就是如此。目前典型的功能模块有 50 多种, 是 DCS 厂家的专有技术。对于顺序控制和批量控制组态编程, 各种 DCS 控制站采用不同的方法, 直到近年来才向 IEC 61131-3 编程语言标准靠拢。

第四代 DCS 则更多地体现在集成性上, 即功能的集成和产品的集成。DCS 中除保留传统 DCS 所实现的过程控制功能之外, 还集成了 PLC (可编程逻辑控制器)、RTU (远程单元)、FCS、各种多回路调节器、各种智能采集或控制单元等。此外, 各 DCS 厂商不再把开发组态软件或制造各种硬件单元视为核心技术, 而是纷纷对 DCS 的各个组成部分采用第三方集成或 OEM 方式。例如, 多数 DCS 厂商自己不再开发



组态软件平台,而转向采用其他公司(如 Foxboro 公司用 Wonderware 公司软件为基础)的通用组态软件平台,或其他公司提供的软件平台(Emerson 公司用 Intellution 的软件平台作为基础)。此外,许多 DCS 厂家甚至 I/O 组件也采用 OEM 方式, Foxboro 公司采用 Eurotherm 公司的 I/O 模块,横河公司的 R3 采用富士电动机公司的 Processio 作为 I/O 单元基础, Honeywell 公司的 PKS 系统则采用 Rockwell 公司的 PLC 单元作为现场控制站。另外,也开始出现了基于嵌入式系统技术、面向集成和高性能的可编程自动控制器 PAC。

第四代的 DCS 几乎全部采用 IEC 61131-3 标准进行组态软件设计。该标准原为 PLC 语言设计提供的标准。同时一些 DCS(如 Honeywell 公司的 PKS)还直接采用成熟的 PLC 作为控制站。多数的第四代 DCS 都可以集成中小型 PLC 作为底层控制单元。小型和微型 PLC 不仅具备了过去大型 PLC 的所有基本逻辑运算功能,而且高级运算、通信以及运动控制也能实现。第四代 DCS 的另一个显著特征就是各系统纷纷采用现成的软件技术和硬件(I/O 处理)技术,支持灵活的规模配置,明显地降低了系统的成本与价格。

虽然性能差异很大,但各代现场控制器在原理上基本相同,其数据主要来自现场的信号和各种变量,在控制站中表现为与工位号对应的相关测量值(PV)、设定值(SV)、操作输出值(MV)及回路状态等。这些数据被采集到控制站相应的存储器里,构成实时数据(信息点)。其他属于与工位号有关的组态信息,如量程、工程单位、回路连接信息、顺序控制信息等,也在控制站中存储,但同时必须在操作站或工程师站中存储,而且有映像关系。

在 DDC 直接数字控制技术中,对 A/D、D/A 转换及控制算法分别引入扫描周期和控制周期概念,在第二代、第三代控制站中,扫描周期可以比默认值 1s 更短,如可以选用 0.2~0.5s,甚至 10ms,以满足少数快速反应的控制对象的要求。

中小型控制站以控制 16~32 回路为限,其分散性较易为人们所接受,8 回路和单回路是更理想的选择。目前小型 DCS 所占有的市场,多功能控制器已逐步与 PLC、IPC、FCS 合作共存。

控制站是整个 DCS 的基础,其可靠性和安全性最为重要,死机和控制失灵的现象是绝对不允许的,而且冗余、掉电保护、抗干扰、防爆系统构成等方面都应有很高的可靠性,才能满足用户要求。

控制站是一个可独立运行的信号监测与控制环节,尽管不同厂家的系统中控制站的名称各异,但其结构形式一般都是由安装在机柜内的一些标准化模块组装而成。由于控制站采用高度模块化的结构,系统可以根据监视和控制的需要进行灵活配置,形成不同的系统规模。构成控制站的通用型设备包括机柜、电源、输入/输出(I/O)卡件、控制运算(CPU)卡、通信卡等。

日本横河机电公司的第二代系统 Centum-XL 现场控制站的机柜结构如图 3.6-4 所示。现场控制站的主要设备按照一定的规则存放在机柜内。机柜内部均装有多层机架,以供安装电源和各种模块之用。机柜外壳均采用金属材料(如钢板或铝板等),活动部分(如柜门)与机柜主体之间保证有良好的电气连接,使其为内部的电子设备提供完善的电磁屏蔽。为保证电磁屏蔽效果和操作人员的安全,要求机柜可靠接地,接地电阻应小于 4.0Ω。其第三代 Centum-CS、第四代 Centum-CS3000、CS1000 均采用专用的控制器结构。

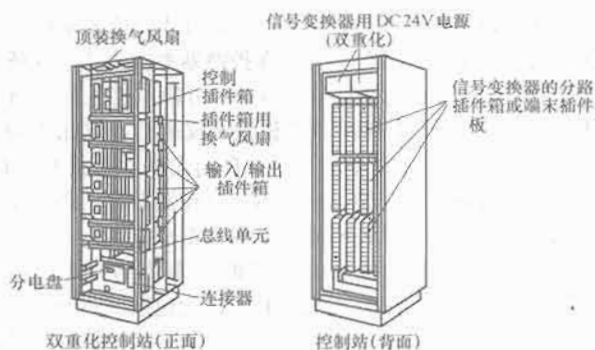


图 3.6-4 Centum-XL 现场控制站机柜结构

为保证柜内电子设备的散热降温,柜内均装有风扇,以提供强制风冷气流。为防止灰尘侵入,在与柜外进行空气交换时,宜采用正压送风,将柜外低温空气经过过滤网过滤后压入柜内。在灰尘多、潮湿或有腐蚀性气体的场合,还需采用密封式机柜。冷却空气仅在柜内循环,通过机柜外壳与外界进行热交换,因此在这种机柜外壳上增设了许多纵向的散热叶片。为保证在特别冷或热的环境下正常工作,这种密封式机柜还设专门的空调装置,以保证柜内温度维持在正常值。有的控制站机柜内设有温度自动检测装置,当温度超过正常范围时,产生报警信号。

在国外,具有显著优势的 DCS 厂家有 Honeywell、Emerson、Foxboro、横河机电、ABB 公司等,而国内厂家则以北京和利时、浙大中控、上海新华公司为代表,产品各有特色,分别占据了不同的行业市场。

### 2.3 多功能控制器的应用

作为独立多功能控制器推向市场最成功的当属 Honeywell 公司的 S9000 中小型回路逻辑控制器。它同时具有多通道数据采集功能、单回路控制器的编程控制功能、可编程序控制器的逻辑控制功能以及顺序控制功能等。系统结构紧凑,配置灵活,组态方便,系统开放性较好,是中小型控制系统的理想选择。

每个 S9000 控制器内有回路处理器和逻辑控制器两个并行处理器,同时分别处理模拟量和开关控制量。回路处理器提供多回路控制能力,借助于组态工具连续控制图可以方便地实现串级、前馈等复杂控制。逻辑控制器可提供诸如触点、自锁、顺序发生器、计时器、计数器等逻辑功能,借助于组态软件方便地实现各种功能的综合,从而实现快速而精确的控制响应。

如图 3.6-5 所示, S9000 控制器主要由处理器控制模块、网络通信模块、电源模块、相应的 I/O 信号处理模块组成,并能通过 I/O 扩展箱进行输入/输出测点数量的扩展。其中处理器控制模块是整个系统的中央控制单元,用它来完成系统的软件组态; I/O 模块用于采集数据和输出控制信号,每个控制器可处理多达 32 个 PID 回路和 960 个 I/O 点;网络

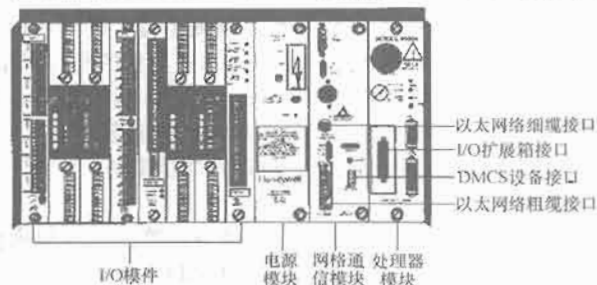


图 3.6-5 S9000 回路逻辑控制器

接口模块可以通过以太网以 TCP/IP 方式与监控系统的上一级进行数据交换。另外,为了在控制器系统出错时保证控制的连续性,S9000 还提供了 DMCS (分散制造控制系统),用于与可选的 UDC 系列调节器和记录仪通信,以此作为系统冗余热备,在系统故障发生时,自动无扰动切换至 UDC 回路调节器接管控制功能。同时 S9000 控制器之间还采用点到点的通信方式,实现控制器之间的数据交换。

S9000 提供的与功能模块图 FBD 相兼容的 CCC (Continuous Control Charts) 连续控制图功能包括回路调节、设定程序、处方、梯形逻辑、算术运算、常用计算、报警信号、辅助功能、布尔运算等 9 类 50 多种功能模块,以连线方式实现模块之间的相互连接。在系统组态时只要选择相应的功能模块,并用软接线方式将它们互相连接起来,然后填写各控制功能模块的参数即可。

图 3.6-6 所示系统实例选用一套 S9000 控制器和一套 I/O 扩展箱作为基础控制层的控制单元,通过以 50Ω 细同轴电缆为传输介质的以太网与 PC 编程器和监控管理层站点连接。

控制接口输入模块包括 16 路模拟量输入模块、热电偶输入模块、热电阻输入模块和开关量输入模块,模拟量(4~20mA)输出模块作为调节回路的输出通道,16 路开关量输出模块作为触发 UDC 切换控制信号的输出通道,如图 3.6-6 所示。

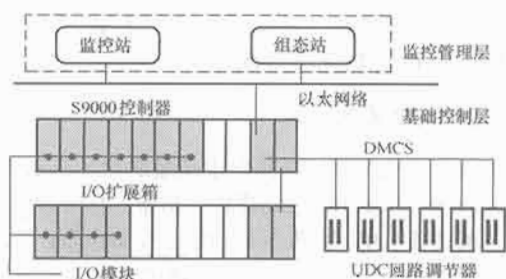


图 3.6-6 基础控制层配置

UDC 调节器具有两个数字量输入通道,并提供+5V 电源供应给两个外部的无源触点或者固态继电器。数字输入可组态实现触点闭合时的各类控制策略。系统正常时,UDC 仅仅作为数据采集和输出通道,控制策略由 S9000 实现,一旦 S9000 发生故障,控制失败,系统自动进入备用控制模式,控制任务由 UDC 接管;等系统恢复正常后,由操作人员在 UDC 的手动方式下将控制移交至 S9000 继续进行,如图 3.6-7 所示。



图 3.6-7 UDC 调节器的后备功能

采用 S9000 提供的 CCC 连续控制图语言可以方便地组态完成控制系统的控制回路调节以及运行数据的实时采集。图 3.6-8 所示为调用 CCC 中的 PID3 3、PID3 4 两个 PID3 功能模块分别完成串级调节系统的主环和副环运算的实例。

S9000 共提供三种不同的 PID 运算功能模块,即 PID1、PID2、PID3。

PID1 为能够进行比例、积分、微分运算的标准单回路 PID 运算的功能模块,它具有 PID A 和 PID B 两种控制算法。PID A 采用不完全微分算法,P、I、D 三种运算均与输入偏

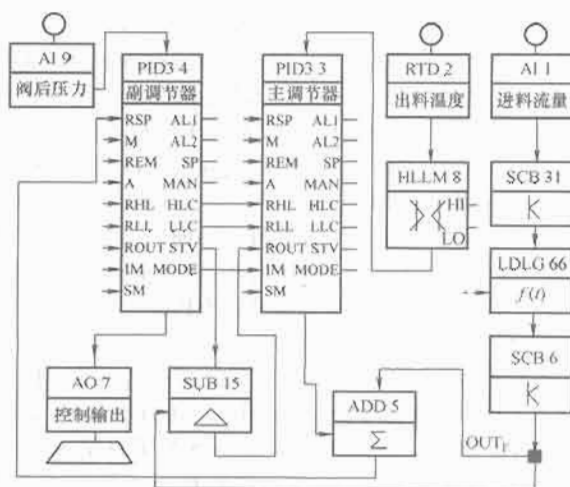


图 3.6-8 串级-前馈控制系统的 CCC 组态实现

差有关;而 PID B 与 PID A 不同,它采用微分先行算法,只有积分动作与输入偏差有关,而比例和微分运算仅与测量值有关,这样可以避免给定值升降给控制系统带来的冲击。对 PID A 有

$$OUT = K_p \left( 1 + \frac{1}{sT_i} + \frac{1 + T_d s}{1 + T_d s/8} \right) E$$

对 PID B 有

$$OUT = K_p \left( \frac{1}{sT_i} \right) E + K_p \left( \frac{1 + T_d s}{1 + T_d s/8} \right) PV$$

式中:  $E$  为偏差,  $PV$  为检测量;  $T_i$  为积分时间;  $T_d$  为微分时间;  $K_p$  为比例系数; 8 为微分增益。

PID2 主要用作串级调节系统中的主环或者副环控制器。它除了具有与标准 PID 控制模块 PID1 相同的功能外,还提供了 4 个附加输入和 4 个附加输出,用于无扰切换。例如这些输入输出可以使主环控制器输出跟踪副环控制器的本地设定值(LSP);在副环控制器输出值或者设定值越限时阻止主环控制器的积分运算,即能够防止积分饱和。

PID3 的功能与 PID2 相同,可以用来组成串级调节系统。但是它提供了比 PID2 更多的输入端口,使自动连锁功能更加丰富,大大提高系统的自动化程度。在进行设定值跟踪和抗积分饱和的同时,能够自动与在 S9000 逻辑处理器下运行的梯形图中的数字点或者寄存器连接,从而可以实现与其他设备的连锁操作,如设备故障时自动将调节系统切换至手动操作状态并产生相应的报警。PID3 功能模块具有许多输入/输出端口和可配置参数。

其中输入端口主要有:

PV: 测量值。

RSP: 远程设定值。

REM: 远程设定开关。

A/M: 回路自动/手动设定开关。

RHL/RLL: 正/负积分限制开关(当为 ON 时停止正或者负积分运算)。

ROUT: 远程输出值。

IM: 使输出跟踪 ROUT。

输出端口主要有:

OUT: 回路阀位输出。

HLC: 高位积分限制命令(当 SP 设定值或者 OUT 输出超上限时置 ON)。

LLC: 低位积分限制命令(当 SP 设定值或者 OUT 输出超下限时置 ON)。

STV: 远程设定跟踪值(与 SP 设定值相等)。

MODE: 当回路处于手动方式或者本地设定方式时置 ON。

可配置参数主要有:

GAIN: 比例增益 (0.1~1000)。

RATE MIN: 微分时间 (0.1~10.0min)。

RSET MIN: 积分时间 (0.02~50.0min)。

CONT ALG: PID A 和 PID B 选择。

SP TRACK: 设定值跟踪方式 (LSP、RSP)。

ACTION: 控制动作 (Z 正作用/反作用)。

INIT MODE: 设定方式的启动初始状态。

MAN MODE: 自动/手动调节方式。

REM MODE: 本地/远程设定方式。

首先设置调节系统主副 PID 模块相应参数的初始状态值。主环 PID 的 SP TRACK 为无 SP 跟踪, MAN MODE 为自动; 副环 PID 的 MAN MODE 为手动, SP TRACK 为 LSP 即跟踪本地 PV, REM MODE 为 OFF 即关闭远程设定值跟踪。

系统投运时, 手动操作改变副环的阀位输出值, 当主环控制器的 PV=SP 时, 将副环控制器的 REM MODE 设置为远程跟踪方式, 同时将副环控制器切换到自动调节。此时整个控制系统将处于串级调节状态。

控制回路的无扰动切换实现需要一定技巧。系统启动时, 主环控制器以本地设定方式进入自动调节状态, 副环控制器以本地设定方式进入手动调节状态。因此副环 MODE2=ON, 通过软连接使主环的 IM1 置 ON。当主环 IM1=ON 时, 其输出 OUT1 总是与 ROUT1 相等, 又由于 ROUT1 与副环的 STV2 相连, 而副环的 STV2 始终跟踪 SP2, 在 PID 运算处于本地设定模式时 LSP2=SP2, 同时副环处于手动状态, 因此又有 SP2=PV2。此时当副环切换至自动模式时, 有 LSP2=PV2, 再切换至远程设定模式时, RSP2=OUT1=ROUT1=STV2=SP2=PV2。由此系统在完成串级投运时实现无扰切换。

一旦系统投运至串级模式, 副环的手动功能和本地设定功能关闭, 则有 MODE2=OFF、IM1=OFF, 主环输出不再跟踪 ROUT1, 而是回到 PID 运算输出值。此时整个系统完全处于内外环串级工作状态。

相反, 在串级系统正常工作时, 将副环的 REM MODE 置 OFF, 则进入单回路调节状态; 将副环的 MAN MODE 置 ON, 则进入手动调节状态, 从而可以实现调节系统的串级、单回路、手动方式之间的相互切换。

### 3 可编程逻辑控制器 PLC

可编程逻辑控制器 (Programmable Logic Controller, PLC), 第一台 PLC 是 1969 年由美国数字设备公司 (DEC) 在美国通用汽车公司 (General Motors) 新型控制器中标后研制成功的。PLC 从诞生至今已近 40 年, 这期间一直保持着高速发展的势头, 已经成为当代自动化领域中的主要装置之一。特别是随着计算机技术和通信技术的发展, PLC 的应用领域逐步扩大, 在众多领域发挥越来越大的作用。

#### 3.1 PLC 简介

可编程控制器是以计算机技术为基础的新型工业控制装置。在 1985 年国际电工委员会颁布的 PLC 标准草案中对 PLC 作了如下定义: “可编程控制器是一种数字运算的电子系统, 专为在工业环境条件下应用而设计。它采用可编程序的存储器, 用来在内部存储执行逻辑运算、顺序控制、定

时、计数和算术运算等操作的指令, 并通过数字式、模拟式的输入输出, 控制各种类型的机械或生产过程。可编程控制器及其有关设备都应按易于使工业控制系统形成一个整体、易于扩充其功能的原则设计。”

美国电气制造协会 (NEMA) 在 1987 年也作了相应的定义: “它是一种带有指令存储器、数字或模拟 I/O 接口, 以位运算为主, 能完成逻辑、顺序、定时、计数和算术运算功能, 用于控制机器或生产过程的自动控制装置。”

IEC (国际电工委员会) 在标准草案中, 将这种装置定义为可编程控制器 (Programmable Controller, PC)。为了避免与个人计算机混淆, 一般将可编程控制器简称 PLC。

##### 3.1.1 PLC 特点

PLC 之所以能适应工业环境, 并得以迅猛的发展和应, 是因为它具有如下特点:

(1) 可靠性高, 抗干扰能力强。高可靠性是电气控制设备的关键性能。PLC 采用现代大规模集成电路技术, 采用优质的电子元件与合理的系统结构设计, 内部电路采取光电隔离、数字滤波、故障诊断等硬件措施, 具有很高的可靠性。一些使用冗余 CPU 的 PLC 的平均无故障工作时间极长。从 PLC 的机外电路来说, 使用 PLC 构成控制系统与同等规模的继电器接触器系统相比, 电气接线及开关触点已减少到数百分之一甚至数千分之一, 故障率大大降低。此外, PLC 带有硬件故障自检功能, 出现故障时可及时发出警报信息。在应用软件中, 应用者还可以编入外围器件的故障自诊断程序, 使系统中除 PLC 以外的电路及设备也获得故障自诊断保护, 使得整个系统具有极高的可靠性。系统特别设立了监督定时器 WDT, PLC 系统对 WDT 定时刷新, 一旦出现死循环, PLC 能自动重新启动, 对软件程序和硬件进行检查, 给出错误报警, 避免个人计算机和普通控制器经常出现的死机现象。PLC 已成为迄今为止最可靠的工业控制设备。

(2) 程序可变, 灵活性强。生产工艺或设备改变后, 在原设计的 PLC 控制系统功能备用量足够的情况下, 可不改变 PLC 的硬件, 只要修改控制程序即可。这点充分体现了 PLC 具有继电器控制系统所不具备和无可比拟的优点。故 PLC 除应用于单机控制外, 还在柔性制造单元 (FMC)、柔性制造系统 (FMS)、工厂自动化 (FA) 中大量采用。

(3) 配套齐全, 功能完善, 适用性强。PLC 可以用于各种规模的工业控制场合。除了逻辑处理功能以外, 现代 PLC 多具有完善的数据运算能力, 可用于各种数字控制领域。近年来 PLC 的功能单元大量涌现, 使 PLC 渗透到了位置控制、温度控制、CNC 等各种工业控制中, 加上 PLC 通信能力的增强及人机界面技术的发展, 使用 PLC 组成各种控制系统变得非常容易。

(4) 编程简单, 使用方便, 深受工程技术人员欢迎。PLC 作为通用工业控制计算机, 采用与继电器控制逻辑图非常接近的梯形图进行编程, 这种编程方法既具备传统控制线路的易懂易编、清晰直观的优点, 又顾及多数电气技术人员的读图习惯和计算机应用水平, 易于被电气工程技术人员接受, 因此受到普遍欢迎。这种面向生产的编程方法与一般程序设计如汇编语言或 C 语言相比, 优点显而易见。

(5) 组合灵活, 扩充方便。PLC 除模块化外, 还具有各种扩充单元, I/O 点数及各种 I/O 方式、I/O 量均可选择, 可以方便地适应不同控制对象的要求。

(6) 控制系统设计、制造、安装、调试工作量小, 维护方便, 容易改造。PLC 用数字逻辑代替接线逻辑, 大大减



少了控制设备外部的接线,使控制系统设计及制造、安装、调试的周期大为缩短。同时维护工作量少且容易,更重要的是可以使用同一设备经过修改程序改变生产工艺或生产过程。为进一步优化编程,PLC还针对实际问题设计了诸如步进顺控指令、移位指令、鼓形控制器等功能性指令,减少编程工作量,加快了设计、开发速度。

(7) 体积小,质量小,能耗低,环境要求低。

PLC是专为工业控制而设计的专用计算机,结构紧密、坚固、体积小、功能齐全,能直接投运在恶劣的工作环境。以超小型PLC为例,绝大多数的品种外部尺寸小于100mm,质量小于250g,自身的能耗一般只有10W左右。一般的小型PLC功能若用继电器来实现,需用3~4个1.8m高的大继电器控制柜。PLC体积小、质量轻,很容易被装入控制柜内部,是实现机电一体化的理想控制设备。

(8) 成本低,水平高。由于PLC强大的功能(一台PLC相当于3~4个大控制柜),使得用PLC构成控制系统的直接费用大大降低。同时PLC具有易修改性、高可靠性、易扩展性、易维护性,大大降低了日常运行的检修、维修工作量,降低了今后改造的成本。

PLC安装调试方便,开发、调试周期短,从而降低了设计、开发、安装、调试的工作量,减少了许多人工费用,缩短了建设周期,使投资能够早见效益。PLC靠软件编程实现控制功能,硬件及其备件均具有通用性,也减少了采购的时间和费用。

PLC实质上是一种专用工控计算机,实现了智能控制,从而使得控制水平上了一个新台阶,并且具有联网功能,易于构成DCS、FCS等先进的控制系统。

### 3.1.2 PLC应用和生产状况

PLC自问世以来,经过30多年的发展,应用相当广泛,在国内外已广泛应用于冶金、钢铁、机械制造、石油、化工、电力、汽车、水利、纺织、邮电、通信、造纸、建材、供水、农业排灌、交通运输、环保、食品加工及文化娱乐等各行各业。

国内应用始于20世纪80年代。最初是在宝山钢铁公司引进的设备中使用日本三菱公司的可编程控制器,随后在各大中型企业引进的生产设备和大中型工程项目中不断扩大了PLC的应用。这些大中型项目采用了PLC控制系统,使用后取得了明显的经济效益,直接表现出它可靠、易用、省事等特点和优势,从而带动了国内PLC的发展和应用。

目前,国内PLC的应用水平与国外发达国家相比差距已经不是很大,然而PLC的制造业与国外发达国家相比差距显著。在工业发达国家(如美国、日本、德国等)PLC制造业已成为其支柱产业之一,生产厂家不断涌现,PLC的品种多达数百上千种;我国PLC生产厂家主要是20世纪80年代涌现出来的,靠技术引进、转让、合资等方式进行生产,目前也有几十家,生产的PLC型号见表3.6-1。

表 3.6-1 国产 PLC 产品一览表

厂 家	产品型号、系列
深圳海维深科技公司	ATCS V80
北京和利时公司	LK (大型)、G3 (小型)
无锡华光电子工业有限公司	KCK 系列
上海国际程控公司	E、EM、H 系列
上海东屋电器有限公司	CF 系列

续表

厂 家	产品型号、系列
北京椿树电子仪表厂	BCM-PIC
杭州机床电器厂	DKK、D 系列
上海电力电子设备厂	KKI-IC
大连组合机床研究所	S 系列、PLC-5
机械部北京自动化所	MPC、KB 系列
天津中环自动化仪表公司	DJK-84
上海工业自动化研究所	TCMS-300/D
杭州通灵控制电脑公司	HZK 系列
苏州电子计算机厂	YZ 系列
苏州机床电器厂	CYK 系列
北京凯迪恩自动化公司	KDN-K3 系列

此外还有联想计算机集团公司、中科院自动化所、上海机床电器厂、四川仪表十五厂、珠海春海电子设备厂、深圳科用开发公司、北京恒达机电技术发展公司、上海香岛斯迈克有限公司、辽宁无线电二厂、南瑞集团、国电南自、江苏金智、浙大中控、浙大中控、信捷、爱默生、兰州全志、科威、科赛恩、南京冠德、智达、海杰、易达、海为等公司也多有自主知识产权的PLC。

目前,一些著名品牌的PLC也在国内设立了OEM生产基地,如西门子(Siemens)、三菱、欧姆龙(OMRON)、GE(GE-Fanuc)、罗克韦尔(Rockwell)、施耐德(Schneider)、A-B(Allen-Bradley)公司等。

由此可看出国产PLC的品种有限,主要集中在小型PLC品种上(中型PLC的生产较少,大型的更少),生产和销售规模均不大。目前国产PLC的质量和技术性能与发达国家相比还有较大的差距,远不能满足国内日益增长的市场需要,故需依赖进口,尤其是大中型PLC,更是清一色的国外产品。据有关资料统计,国内PLC市场的95%被国外品牌所占有,国内流行的PLC多是国外产品,主要有:

- (1) 日本:欧姆龙(OMRON)、三菱、日立、夏普、松下、东芝、富士、安川、横河、光洋(Koyo)等公司。
- (2) 美国:罗克韦尔、施耐德、GE、西屋(Westinghouse)、TI仪器(Texas Instruments,德州仪器)、A-B等公司。
- (3) 德国:西门子、BBC、AEG等公司。
- (4) 法国:TE(Telemecanique)、阿尔斯通(Alstom)等公司。

其中美国的Rockwell、GE-Fanuc、Schneider公司,德国的Siemens公司,法国的TE公司,日本的三菱、欧姆龙公司等7家公司,在所有PLC制造厂中占有主导地位。这7家公司占有全世界PLC市场80%以上的份额,其系列产品种类丰富,从售价为100美元左右的微型PLC到有数千个I/O点的大型PLC应有尽有。

小型PLC日本各厂家占领的市场份额最大,其结构形式的优点也较为突出,故其他国家小型PLC的结构形式也都向日本看齐。大、中型PLC市场份额的90%一直被美、日、德三家占领,具有三足鼎立之势,近年来日本在大、中型PLC市场上稍有转弱趋势。

### 3.1.3 PLC发展趋势

长期以来,PLC始终处于工业自动化控制领域的主战场,为各种各样的自动化控制设备提供了非常可靠的控制应用。其主要原因,在于它能够自动化控制应用提供安全可靠和比较完善的解决方案,适合于当前工业企业对自动化的需要。



PLC从诞生至今,虽然已有30多年的历史,但其发展势头依然迅猛。

众所周知,在工业自动化领域,新术语层出不穷。如嵌入式、平板电脑、软PLC(Soft PLC)、IPC(工业控制计算机)、PAC(可编程自动控制器)、DCS(集散控制系统)、PCC(可编程计算机控制器)、PCS(过程控制系统)、FCS(现场总线控制系统)等。

PLC技术发展的最终趋势仍然是人们所关注的热点之一。有人认为,在这些新技术、新装置不断推出的形势下,PLC将会逐渐失去市场份额;更有甚者认为,在工业PC面前,PLC将会一步一步走向消亡;但相当一部分人相信,在整个工业应用领域,PLC仍将是舞台上的主角。事实上,PLC和这些新装置一样也是一种计算机应用产品,而且具有卓越的技术性能、耀眼的历史光环、雄厚的技术支持、众多的制造厂商。面对这些新技术、新装置所带来的冲击,制造商必将不断融入新技术、新方法,推陈出新——对其加入新的功能、增强其性能、提高性价比。

关于PLC市场的前景,消亡之说法是毫无道理的,萎缩是可能的。今后,PLC主要朝如下几个方面发展:

(1) 网络化、现场总线化。现代工业生产规模大、控制复杂、被控对象分布广且具有一定的空间距离,因此要有多台PLC、远程I/O站(单元或模块)以及其他控制器来分区控制,往往还配有上位机系统对它们进行统一管理,以协调全厂的生产,这就需要各级控制器之间以及与上位机之间具有通信手段,实现信息交流。

现代PLC机大多具有标准通信接口(例如RS-232C/422/485、CAN、Profibus、以太网等),具有通信联网功能。通过电缆或光纤,信息传送距离可达几十千米。联网后,各控制器形成一个统一的整体,实现集散控制。

当前,各PLC制造商都有自己的专用通信网络、通信标准,有的甚至已是现场总线标准,但不同制造商家PLC之间的通信困难。

今后,随着现场总线技术的发展,将集中到少数几种大家公认的现场总线标准上。以太网是现今信息时代的骄子,工业以太网是在以太网的基础上添加了许多可靠性、实时性、安全性措施的标准,它能否成为大家心仪的对象?我们拭目以待。

(2) 高可靠性化。一些特定的环境和条件要求自动化系统有很高的可靠性,因而自诊断技术、冗余技术、容错技术在PLC中得到广泛地应用。当今已有许多产品可方便地实现三重或多重冗余,其电源冗余可直接由并行插电源模块来实现,其I/O模块在运行中还可热插拔。今后这些技术性能必将更加完善、成熟,应用也会越来越多。

(3) 大容量化、高速化。IC及CPU技术的发展为PLC的大容量化、高速化创造了条件,现代大型PLC存储器容量大到数兆,控制程序达到数万步,梯形图的扫描速度可达0.1ms/kW的数量级或更快,比许多DCS快数十倍。

大容量及高速化的PLC为加工机具的精确定位、机床速度的精确调节、阀门的灵活控制以及诸如PID等各种控制算法的应用提供了更好的手段。

(4) 小型化、微型化、低成本化。小型PLC的特点是价格低、简单可靠,适用于回路或设备的单机控制。除此以外,小型PLC有灵活的组态特性,能与其他设备联合使用。小型化、微型化的PLC将会成为控制领域内的日用品。

对于低端控制设备市场最有力的竞争者是嵌入式控制器,这也进一步促进了PLC向微型化、低成本化的发展。

许多制造商已开始采用ARM内核的CPU研制新型PLC,市场上已出现了多款基于嵌入式系统的微型PLC产品。随着竞争的深入、嵌入式技术的普及推广,基于嵌入式系统的微型PLC产品会更多,技术性能会更高,功能会更完善,体积更小、成本更低。

(5) 模块智能化、丰富多形化。为了适应各种特殊功能的需要,各种智能模块将层出不穷。

模块智能化,就是模块本身具有CPU,能独立工作,它们与主CPU模块并列运行,紧密结合,有利于克服PLC扫描算法上的局限性,使其在速度、精度、适应性、可靠性等各方面均更胜一筹,能实现以前PLC本身无法完成的许多功能。

丰富多彩的模块使用户有了更多的选择余地,应用更加灵活方便、得心应手。用户按需组合,避免功能资源的浪费,使控制系统的成本最小化,可以配置成性价比更高的控制系统。

(6) 产品系列化、标准化。一家PLC制造商往往以统一的设计思想设计其系列产品。在系列产品中,I/O模块和各种功能模块的接口功能是统一的,但有各种规格,可任意选择、组合,构成小型、中型或大型(小到几点,大到上万吨)规模的控制系统。编程器、软件、指令是兼容的,也有不同规格、型号可选。

但面对激烈的市场竞争,单独一家制造商的能力毕竟有限,围绕开放式控制系统的思路,各家PLC产品必将沿着满足国际化的方向发展。这样一方面保证了产品的出厂质量,另一方面也保证了各制造商产品的相互兼容。现在许多制造商正在致力于满足IEC 61131-3标准规定的通用PLC。相信,不久市场上PLC的兼容性与今天相比将有质的飞跃。

标准化带来的另一好处,是各家的智能模块可以任意选择。其实繁多的特殊模块,是制造商投入开发成本的重头,也是组成PLC控制系统的重点开销之一。统一化、标准化后,制造商的成本降低了、市场销售价格必然降低,这是商家、用户等各方均乐意接受的。

(7) 编程高级语言化。梯形图、语句表编程固然方便直观,但对复杂的控制领域编程则较烦琐。当代PLC已发展出了许多编程语言,如面向顺序控制的步进顺控语言、面向过程控制的流程图语言(它能表示过程中动态变量与信号的相互连接)。这些还不够,因为PLC在数据分析、图像处理方面的能力与PC技术有着同步的发展,这点在初期的PLC中是被低估的,因此,现代高端PLC使用BASIC、C等高级语言编程,融合了功能更强的组态软件,进一步改善开发环境,提高开发效率。

(8) 增强外部故障检测能力。据分析统计,PLC控制系统的故障中内部故障占20%(其中CPU板占5%;I/O板占15%),外部故障(非PLC)占80%,其中:传感器占45%,执行器占30%,接线占5%。

除了内部故障可通过PLC的软、硬件自动检测以外,其余80%都不能通过自诊断查出,因此,检测外部故障的功能是很有价值的发展方向。

### 3.2 PLC系统基本原理

#### 3.2.1 PLC的组成

PLC由输入、逻辑处理和输出三个基本部分组成,如图3.6-9所示。

输入部分是指各类按钮、行程开关、传感器等接口电

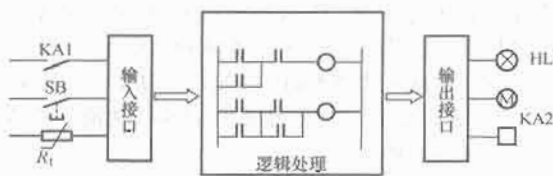


图 3.6-9 PLC 的基本组成框图

路，它收集并保存来自被控对象的各种开关量、模拟量信息和来自操作台的命令信息等。

逻辑处理部分用于处理输入部分取得的信息，按一定的逻辑关系进行运算，并把运算结果以某种形式输出。

输出部分是指驱动各种电磁线圈、交/直流接触器、信号指示灯等执行元件的接口电路，它向被控对象提供动作信息。

严格地讲，PLC 是一种专门用于控制的计算机系统，只不过它具有比普通计算机更强的与工业过程相连的接口和保护措施，具有更适用于控制要求的编程语言。所以 PLC 硬件构成与一般的计算机系统一样，也由中央处理器 CPU、程序存储器、数据存储器、I/O 接口、编程器/通信接口、电源等部分组成，如图 3.6-10 所示。



图 3.6-10 PLC 组成结构

### 3.2.2 PLC 主要部件的功能

#### 3.2.2.1 CPU

CPU 是 PLC 的核心部件之一，其主要功能包括：①采集输入信号；②执行用户程序；③刷新系统输出；④执行管理和诊断程序；⑤与外界通信。

常用的 CPU 芯片主要有通用微处理器、微控制器，有的大中型高速 PLC 还使用位片式处理器。

位片式微处理器是独立于微型机的另一分支，因为它采用双极型工艺，所以比一般的 MOS 型微机处理器在速度上要快一个数量级。一般微处理器的字长、结构、指令系统是固定的，而位片机具有 CPU 的一切必要附件（如寄存器、算术逻辑部件 ALU 等），位片的宽度有 2、4、8 位几种，用几个位片机级联可组成任意字长的微处理器。还可通过改变微程序存储器的内容来改变机器的指令系统（即指令系统对用户开放）。位片式结构可使用多个微处理器，将任务分成几个部分让其并行处理，即重叠操作，这样能更有效地发挥其快速的特点。其缺点是集成度低，用的芯片较多，功耗也较大。

小型 PLC 一般采用 8 位 CPU，如 8080、8085、Z80、6800、MCS48、MCS51 系列等，而大、中型 PLC 常采用 16/32 位通用微处理器和位片式微处理器。最新的 PLC 多采用嵌入式处理器，如 ARM 芯片。

#### 3.2.2.2 存储器

存储器是保存系统程序、用户程序、中间运算结果的器件，根据其在系统中的作用，可分为以下三种：系统程序存储器、用户程序存储器、数据存储器。

(1) 系统程序存储器用来存放 PLC 的监控程序，可分为系统管理程序、命令解释程序、故障检测诊断程序、通信

程序等。系统程序由 PLC 厂家设计，并固化在 ROM、PROM、EPROM 存储器中，用户不必对它作详细了解，更不能改变它。

(2) 用户程序存储器用来存放用户编制的控制程序。PLC 术语中讲的存储器容量及型式指的就是用户程序存储器。常用的用户存储器型式有 EPROM、E²PROM、Flash ROM 和带掉电保护的 RAM (NVRAM，即伪非挥发性 RAM) 等。

(3) 数据存储器用来存放开关量 I/O 状态表、定时/计数器的预置值表、模拟量 I/O 数值、运算的中间结果、统计数据及故障诊断的标志位等。其中部分有后备电池或采用 E²PROM，保证 PLC 掉电后系统信息和用户程序中的特殊信息不变。

#### 3.2.2.3 I/O 部分

在整体式 PLC 中，I/O 部分是与 CPU、存储器、电源等组合在一起的，而模块式的 PLC 则根据用户的不同需求进行组合。通常以信号形式来分类，一般分为开关量 I/O 模块、模拟量 I/O 模块、数字量 I/O 模块（包括 TTL 电平 I/O 模块、拨码开关输入模块、LED/LCD/CRT 显示控制模块、打印机控制模块）、高速计数模块、精确定时模块、快速响应模块、中断控制模块、PID 调节模块、位置控制模块、轴向定位模块、通信模块。

(1) 开关量 I/O 模块（部分）包括开关量输入和输出两种模块。

开关量 I/O 模块的信号仅有通、断两种状态，各 I/O 点的通/断状态用发光二极管在面板上显示。输入电压等级通常有 DC (5、12、24、48V) 或 AC (24、120、220V) 等。

每个模块可能有 4、8、12、16、24、32、64 点，外部引线连接在模块面板的接线端子上，有些模块使用插座型端子板，在不拆去外部连线的情况下，可迅速地更换模块，便于安装、检修。

1) 开关量输入模块。开关量输入模块的作用是接收现场设备的状态信号、控制命令等，如限位开关、操作按钮等，并且将此开关量信号转换成处理器能接收和处理的数字量信号。按与外部接线对电源的不同要求，开关量输入模块可分为 AC 输入、DC 输入、无源接点输入、AC/DC 输入等几种形式。图 3.6-11 所示为日本 OMRON 公司 C200 系列 PLC 的部分开关量输入模块接线原理图。由图可以看出每个输入点均有滤波网络、LED 显示器、光电隔离器件。从图 3.6-11 (c) 中可以看出，无压接点输入是开关触点直接接在公共点和输入端，不另外接电源，电源由内部电路提供（公共点有正负之分，图 3.6-11 中为负）。

输入模块的主要技术指标有：

输入电压：指 PLC 外接电源的电压值。

输入点数：指输入模块开关量输入的个数。

AC 频率：指输入电压的工作频率，一般为 50~60Hz。

输入电流：指开关闭合时，流入模块内的电流，一般为 5~10mA。

输入阻抗：指输入电路的等效阻抗。

ON 电压：指逻辑“1”的电压值，开关接通时为“1”。

OFF 电压：指逻辑“0”的电压值，开关断开时为“0”。

OFF→ON 响应时间：指开关由断→通时，内部逻辑由“0”→“1”变化时间。

ON→OFF 响应时间：指开关由通→断时，内部逻辑由“1”→“0”变化时间。

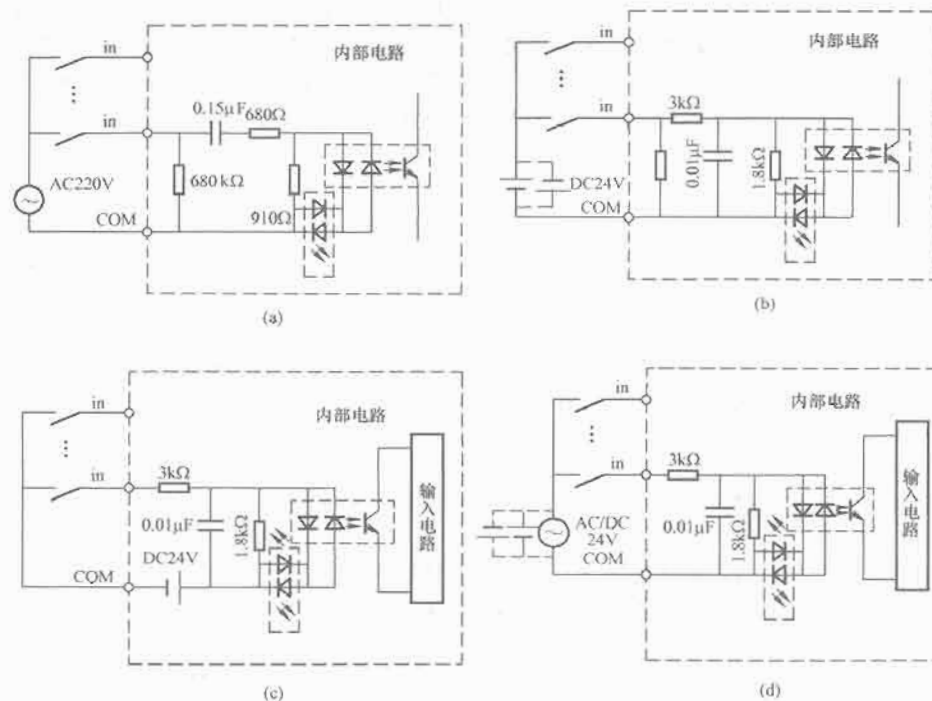


图 3.6-11 开关量输入模块的几种形式

(a) AC220V 输入 (IA222); (b) DC24V 输入 (ID212); (c) 无源接点输入; (d) AC/DC24V 输入

功耗: 指整个模块所消耗的最大功率。

2) 开关量输出模块。开关量输出模块的作用是将经过处理器处理的结果转换成开关量信号送到被控设备的控制回路, 以驱动阀门执行器、电动机的起动器和灯光显示等设备。开关量输出通常有继电器输出、晶体管输出、晶闸管输出三种形式。

每个输出点均有 LED 发光管、隔离元件 (光电管 / 继电器)、功率驱动元件和输出保护电路。图 3.6-12 所示为日本 OMRON 公司 C200 系列的开关量输出模块接线原理图。

图 3.6-12 (a) 所示为继电器输出电路, 继电器同时起隔离和功放的作用; 与触点并联的  $R$ 、 $C$  在触点断开时起消弧作用, 压敏电阻  $R_v$  起瞬间高压保护作用。

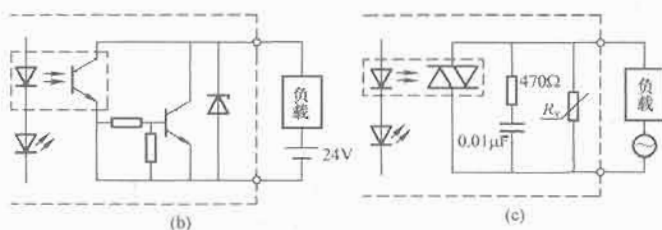
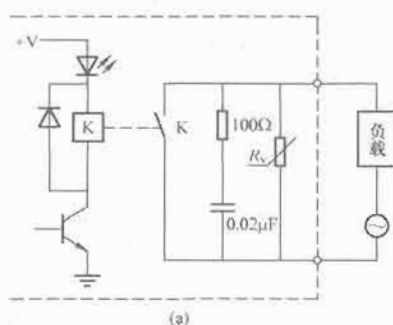


图 3.6-12 开关量输出模块形式

(a) 继电器输出; (b) 晶体管输出; (c) SSR (晶闸管) 输出

图 3.6-12 (b) 所示为晶体管输出电路, 大功率晶体管的饱和导通/截止相当于触点的通/断; 稳压管用来抑制过电压, 起保护晶体管作用。

图 3.6-12 (c) 所示为晶闸管输出电路, 光电晶闸管起隔离、功放作用,  $R$ 、 $C$  和压敏电阻用来抑制 SSR 关断时产生的过电压和外部浪涌电流。

输出模块最大通断电流的能力大小依次为继电器、晶闸管、晶体管。而通断响应时间的快慢则刚好相反。使用时应根据以上特性选择不同的输出形式。

开关量输出模块按外部接线形式又可分为汇点式、独立式 (见图 3.6-13) 和介于前两种之间的混合式三种。汇点式输出有一个公共点, 各输出点属同一个回路, 共用一个电源; 独立式输出无公共点, 各输出点回路不同, 可以使用不同电压等级的电源。

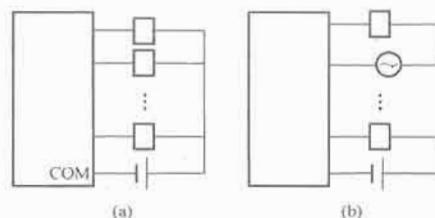


图 3.6-13 开关量输出模块接线方式

(a) 汇点式; (b) 独立式

输出模块的主要技术指标有:

工作电压: 指输出触点能承受的外部负载电压。

最大通断能力: 指输出触点在一定的电压下能通过的最大电流, 一般给出的电压等级有 AC120V、AC220V、AC/DC24V。

漏电流: 指当输出点断开时 (逻辑“0”), 触点所流过的最大电流。此参数主要针对晶体管、晶闸管型输出模块,



无保护电路的继电器输出模块的漏电流为0,有保护电路的继电器输出模块的漏电流为1~2mA。

接通压降:指当输出点接通时(逻辑“1”),触点两端的压降。

回路数:等于公共点的个数。独立式模块中等于输出点数。

OFF→ON响应时间:同输入模块。

ON→OFF响应时间:同输入模块。

功耗:同输入模块。

(2)模拟量I/O模块常用的有A/D、D/A、热电偶/热电阻输入等模块。A/D模块用于将传感器测量的电流或电压信号转换成数字量给PLC处理器;D/A模块用于将处理器计算得到的数字量转变为电流或电压信号;热电偶/热电阻输入模块可以直接连接热电偶/热电阻等测温传感器,外部不需放大电路和线性化电路,能自动进行冷端补偿和调零,并且具有开路检测、输入超限报警功能,内部带有A/D转换电路。

模拟量I/O模块的量程一般是IEC标准信号(0~5V、1~5V、0~10V、10mA、4~20mA等),也有双极性信号(如±50mV、±5V、±10V、±10mA、±20mA等)。A/D、D/A的转换位数通常为8、10、12、16位,并且在数字量I/O处用光耦将PLC的内部核心电路与外围接口电路隔离。

(3)数字量I/O模块常用的有TTL电平I/O模块、拨码开关输入模块、LED/LCD/CRT显示控制模块、打印机控制模块等。

TTL电平I/O模块是将外围设备输入的TTL电平数据进行处理,或将处理的结果以TTL电平形式输出给外围设备进行控制、执行。

拨码开关输入模块支持TTL电平输入,专用于BCD拨码开关的输入,用来输入若干组拨码开关的BCD码,有若干个输入地址选择信号输出,某位(十进制)选择信号有效时,读入相应位的BCD码信息。

LED/LCD/CRT显示控制模块是TTL电平输出,专用于LED/LCD/CRT等显示设备的输入模块,有相应的控制信号输入/输出,能直接驱动LED数码管、液晶显示器、CRT显示器等。

打印机控制模块是专用于通用打印机的接口模块,是TTL电平的并行接口,除并行输出的数据信息外,还有相应的I/O控制信号(有些PLC采用串行接口或编程器上的接口与打印机连接)。

(4)高速计数模块是工控中最常用的智能模块之一,控制应用中有些脉冲变量(如旋转编码器、数字码盘、电子开关等输出的信号)的变化速度很高(可达几十千赫、几兆赫),采样周期已小于PLC的扫描周期,对这类脉冲信号若用程序中的计数器计数,因受扫描周期的限制,会丢失部分脉冲信号。因此需使用智能的高速计数模块,可使计数过程脱离PLC而独立工作,这一过程与PLC的扫描过程无关,可准确计数。PLC可通过程序对它设定计数预置值,并可控制计数过程的启、停。计数器的当前值等于、大于预置值时,均有开关量输出给PLC,PLC得到此信号后便可进行相应的控制。

(5)精确定时模块属智能模块,能脱离PLC进行精确的定时,定时时间到后会给出信号让PLC检测。例如OMRON的模拟定时单元C200H-TM001提供4个精确定时器,可通过DIP开关设定成0.1~1s、1~10s、10~60s、1~10min,定时值可通过内/外可调电阻进行设定。

(6)快速响应模块。PLC的输入/输出量之间存在着因扫描工作方式而引起的延迟,最大延迟时间可达两个扫描周期,这使PLC对很窄的输入脉冲难以监控。快速响应模块可检测到窄脉冲,它的输出与PLC的扫描工作无关,而由输入信号直接控制,同时它的输出还受用户程序的控制。

(7)中断控制模块适用于要求快速响应的控制系统,接收到中断信号后,暂停正在运行的PLC用户程序,运行相应的中断子程序,执行完后再返回来继续运行用户程序。

(8)PID调节模块是一种智能模块。控制应用常采用PID控制方式,它可脱离PLC独立执行PID调节功能,实际上可看成一台或多台PID调节器,P、I、D参数可调。

通常的输入信号种类是:①直流电压(0~10V/1~5V);②直流电流(0~10mA/4~20mA);③热电偶/热电阻;④脉冲/频率以及有控制作用的开关量I/O。

(9)位置控制模块是用来控制物体的位置、速度、加速度的智能模块,可以控制直线运动(单轴)、平面运动(双轴),甚至更复杂的运动(多轴)。

位置控制一般采用闭环控制,常用的驱动装置是伺服电动机或步进电动机,模块从参数传感器得到当前物体所处的位置、速度/加速度,并与设定值进行比较,比较的结果用来控制驱动装置,使物体快进、慢进、快退、慢退、加速、减速、停止等,实现定位控制。

(10)轴向定位模块能准确地检测出高速旋转转轴的角度位置,并根据不同的角度位置控制开关的通/断(可以支持多个开关)。例如三菱公司的F2-32RM型凸轮控制器,可准确检测出720°/转角位置信号,同时控制32个开关通/断。允许的最高转速1°方式时为830r/min,0.5°方式时为415r/min。它实质上很像一种机械凸轮,共有32个凸轮盘,每轮可多至360齿。

(11)通信模块大多是带CPU的智能模块,用来实现PLC与上位机、下位机或同级的其他智能控制设备通信,常用的通信接口标准有RS-232C、RS-422、RS-485、以太网、各种现场总线(如Profibus、CC-Link、CAN等)。

### 3.2.2.4 编程工具

编程工具是一种人机对话设备,用户用它来输入、检查、修改、调试PLC的用户程序,还可用来监视PLC的运行情况。主要有简易编程器、图形编程器、专用编程软件运行在个人计算机(PC)上实现编程三种形式。

PLC投入正常运行后,通常不要编程工具一起投入运行,因此,编程器都是独立设计的,而且是专用的。PLC生产厂家提供的专用编程器只能用于自己厂生产的某些型号的PLC,专用编程器分为简易编程器和图形编程器,目前绝大多数采用PC机加专用编程软件作为编程器。

(1)简易编程器类似于计算器,上面有命令键、数字键、功能键及LED显示器/LCD显示屏。使用时可直接插在PLC的编程器插座上,也可用电缆与PLC相连。调试完毕后,或取下或将它安装在PLC上一一起投入运行。用简易的编程器输入程序时,先将梯形图程序转换为指令表程序,再用键盘将指令程序输入PLC。

(2)常用的图形编程器是液晶显示图形编程器(手持式的),有一个大型的点阵式液晶显示屏。它除具有简易型的功能外,还可以直接输入和编辑梯形图程序,使用起来更方便、直观。但它的价格较高,操作也较复杂。也有用



CRT 作显示器的台式图形编程器, 它实质是一台专用计算机, 它的功能更强, 使用更方便, 但价格也十分昂贵, 较少采用。

(3) 用专用编程软件运行在个人计算机 (PC) 上实现编程功能。随着 PC 的日益普及, 最新发展趋势是使用专用的编程软件在通用的 PC 上实现图形编程器的功能。这一编程方法的最大特点是充分利用 PC 机的软、硬件资源 (如硬盘、打印及各种功能软件), 大大降低了编程器的成本, 同时也大大增强了编程器的功能, 使用十分方便。一般的 PC 添置一套专用的编程软件后就可进行编制和修改 PLC 的梯形图程序、存储和打印程序文件 (清单)、与 PLC 联机调试及系统仿真等, 并且用户程序可在 PC、PLC 之间互传。具有以上功能后, PLC 的程序 (特别是大型程序) 编程、调试就显得十分方便和轻松, 因此这种方法目前使用最多。便携式的笔记本电脑的普及使得现场编程、修改、调试更加方便。

### 3.2.2.5 电源

电源是 PLC 最重要的部分之一, 是可靠工作的首要条件。当电网有强烈波动遭强干扰时, 电源的输出电压要保持平稳, 因此在 PLC 的电源中要加入许多稳压抗扰措施, 如浪涌吸收器、隔离变压器、开关电源技术等。

### 3.2.3 PLC 的工作原理

与其他计算机系统一样, PLC 的 CPU 以分时操作方式处理各项任务, 程序要按指令逐条执行, PLC 的输入、输出就存在时间差。

#### 3.2.3.1 PLC 的工作过程

PLC 采用简单循环扫描方式工作。图 3.6-14 所示为日本三菱公司 FX2N 系列 PLC 的工作流程图 (其他厂家的 PLC 与此差异不大)。其循环过程为:



图 3.6-14 PLC 工作流程图

(1) 内部处理: CPU 对 PLC 内部的硬件进行故障检查, 复位 WDT 等。

(2) 通信服务: 与外围设备、编程器、网络设备等通信。

(3) 输入刷新: 将接在输入端子上的传感器、开关、按钮等输入元件的状态读入, 并保存在数据存储器输入状态表中, 给本次扫描周期用户程序运行时提供最新的输入信号。

(4) 执行用户程序: CPU 逐条解释并执行用户程序。根据 I/O 状态表中的 ON/OFF 信息, 按用户程序给定的逻辑关系运算, 将运算结果写入输出状态表。

(5) 输出刷新: 将输出状态表中的内容 (本次扫描周期用户程序运行的结果) 输出到接口电路, 以驱动输出端子上的输出元件, 实现控制。

#### 3.2.3.2 扫描周期的计算方法

扫描周期的长短对 PLC 系统的性能有一定的影响, 例如较长的扫描时间对 I/O 响应时间以及系统运行的精确性均会产生不利的影响, 见表 3.6-2。

表 3.6-2 FX2N 系列 PLC 扫描时间对内部功能的影响

扫描时间 (ms)	产生的不利影响
>10	内部 0.01s 时钟脉冲不起作用
>100	内部 0.1s 时钟脉冲不起作用
>200	内部 0.2s 时钟脉冲不起作用
>6500	超过 WDT 定时值, 迫使 CPU 停机

扫描周期 (T) 的计算公式为

$$\text{扫描周期 (T)} = \text{内部处理时间} + \text{通信服务时间} + \text{输入刷新时间} + \text{用户程序时间} + \text{输出刷新时间}$$

由此可以看出, 扫描周期长短主要与用户程序长短、I/O 刷新时间有关。一般小型 PLC, 如果用户控制程序不是非常复杂, 早期的 PLC 扫描周期为 10ms 左右, 现代 PLC 因为 CPU 主频的提高和运算速度的提高, 其扫描周期为 1ms 左右。

### 3.3 PLC 系统应用编程

#### 3.3.1 编程语言简介

PLC 一般具有多种编程语言可供选择, 常见的有梯形图、助记符、布尔表达式、功能图、顺序功能表图、高级语言等几种。

(1) 梯形图编程语言是由原继电器控制系统演变而来, 与电气逻辑控制原理图非常相似, 它形象、直观、实用, 为广大电气技术人员所熟知, 是 PLC 的主要编程语言, 绝大多数 PLC (特别是中、小型 PLC) 均具有这种编程语言, 只是一些符号的规定略有不同。

(2) 助记符也称语句表达式, 它与计算机的汇编语言很相似, 但比汇编语言简单得多。PLC 简易编程器没有梯形图编程功能, 必须把梯形图翻译成助记符指令后再输入 PLC。微型、小型 PLC 常采用这种方法, 故助记符也是一种用得最多的编程语言。

助记符使用若干个容易记忆的字符来代表 PLC 的某种操作功能。各 PLC 生产厂家使用的助记符不尽相同, 表 3.6-3 列出了 5 种 PLC 的常见指令符号。

表 3.6-3 PLC 常见指令符号

功能或逻辑运算	OMRON C 系列	三菱 K 系列	西门子 S5 系列	GE-1	西屋
起					
常开触点	LD	LD	A	STR	RD
常闭触点	LD NOT	LDI	AN	STR NOT	RD NOT
与	AND	AND	U	AND	AND
与非	AND NOT	ANI	UN	AND NOT	AND NOT
或	OR	OR	O	OR	OR
或非	OR NOT	ORI	ON	OR NOT	OR NOT
输出	OUT	OUT	=	QUT	WR
与括弧	AND LD	ANB	A ( )	AND STR	AND MEM
或括弧	OR LD	ORB	O ( )	OR STR	OR MEM

续表

功能或逻辑运算	OMRON C 系列	三菱 K 系列	西门子 S5 系列	GE-1	西屋
主控	ILC	MC	MCR	MCS	WR MCR
取消主控	ILC	MCK	MCR (E)	MCR	WR NOT MCR

(3) 布尔表达式是一种描述输入量、辅助量（内部元件）、输出量之间的关系，并用布尔表达式或逻辑方程表达的编程方法。只有少部分 PLC 采用这种编程方法，它配有专用的布尔表达式编程器。若没有专用编程器，采用此法先找出系统的布尔表达式组，然后再转换成梯形图编程。

(4) 功能块图（Function Block Diagram, FBD）是一种建立在布尔表达式之上的图形语言，实质上是一种将逻辑表达式用类似于“与”、“或”、“非”等逻辑电路结构图表达出来的图形编程语言。这种编程语言及专用编程器只有少量 PLC 机型采用。例如西门子公司 S5 系列 PLC 采用 STEP 编程语言，它就有功能块图编程方法。

(5) 顺序功能表图（Sequence Function Chart, SFC）也称功能表图，是由法国科技人员根据 Petri 网理论提出的一种功能说明语言，已先后成为法国、德国的国家标准，IEC 也公布了类似的标准（IEC848），我国也于 1986 年颁布了顺序功能表图的国家标准（GB 6988.6—1986）。它是一种位于前述 4 种编程语言之上的图形语言，用来编制较为复杂的顺序控制程序。

对较复杂的控制系统用梯形图进行程序设计，可能很难掌握设计周期，装置投运后维护、修改困难。若用顺序功能表图法设计 PLC 程序，则可有效地解决上述问题。

顺序功能表图是描述控制系统的控制过程、功能、特性的一种图形（最初是一种工艺性的流程图），它并不涉及所描述的控制功能的具体技术，是一种通用的技术语言，可用于进一步的设计和不同专业的技术人员之间进行技术交流。这种设计方法很容易被初学者接受，对有一定经验的技术人员，也会提高设计效率，程序的设计、调试、修改和阅读也很容易。

(6) 现代 PLC 已具有很强的数值运算、数据处理能力，为方便用户扩展，许多 PLC 都配备了高级语言，如 PSM、PL/M、Basic、Pascal、C 语言等。

现代 PLC 中，使用最多的还是梯形图、顺序功能表图编程语言。

### 3.3.2 梯形图

梯形图与继电器逻辑图的设计思想是一致的，具体表达形式有点区别。PLC 的梯形图使用的是“软元件”（输入点、输出点、内部辅助继电器、计数器等），是 PLC 存储器中的某一位，由软件（用户程序）实现逻辑运算，使用和修改灵活方便。

#### 3.3.2.1 梯形图中的符号、概念

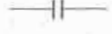
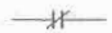

梯形图沿用了继电器逻辑图的一些画法和概念。

(1) 母线：梯形图的两侧各有一垂直的公共母线（Bus Bar），有的 PLC 省略了右侧的垂直母线（如 OMRON 系列的 PLC），母线之间是触点和线圈，用短路线连接。

(2) 触点：PLC 内部的 I/O 继电器、辅助继电器、特殊功能继电器、定时器、计数器、移位寄存器的常开/闭触点都用表 3.6-4 中列出的符号表示，通常用字母数字串或 I/O 地址标注。触点实质上是存储器中的某一位，其

逻辑状态与通断状态间的关系见表 3.6-4，这种触点在 PLC 程序中可被无限次地引用。触点放置在梯形图的左侧。

表 3.6-4 触点、线圈的符号

名称	符号	说明
常开触点		1 为触点“接通”，0 为触点“断开”
常闭触点		1 为触点“断开”，0 为触点“接通”
线圈		1 为线圈“得电”激励，0 为线圈“失电”不激励

(3) 线圈：对 PLC 内部存储器中的某一位写操作时，这一位便是线圈（概念上的，不是物理意义上的），习惯上也称继电器线圈，用表 3.6-4 中的符号表示，通常用字母数字串、输出点地址、存储器地址标注，线圈一般有输出继电器线圈、辅助继电器线圈。它们不是物理继电器，而仅是存储器中的一位。一个继电器线圈在整个用户程序中只能使用一次（写），但它还可当作该继电器的触点在程序中的其他地方无限次引用（读），既可常开，也可常闭。继电器线圈放置在梯形图的右侧。

(4) 能流：能流是梯形图中的“概念电流”，利用“电流”这个概念可帮助更好地理解和分析梯形图。假想在梯形图垂直母线的左、右两侧加上 DC 电源的正、负极，“概念电流”从左至右流动，反之不行。

#### 3.3.2.2 梯形图使用的注意事项

梯形图中的触点、线圈不是物理触点和线圈，而是存储器中的某一位。相应位为 1/0 时表示的意义参见表 3.6-4。

用户程序的运算是根据 PLC 的 I/O 状态表存储器中的内容，而不是外部 I/O 开关的状态。

梯形图中的用户逻辑运算结果可以立即被后面的用户程序所引用。

输出线圈只对应输出状态表存储器中的相应位，并不是用该编程元件直接驱动现场执行机构。该位的状态是通过输出刷新输出到输出模块上，控制对应的输出元件（继电器、晶闸管、晶体管），再由输出元件驱动现场执行机构。

PLC 内部辅助继电器线圈不能作为输出控制用，它们只是 PLC 内部存储器中的一位，起中间暂存作用。

触点和线圈只能作水平元件用，不能作垂直元件用，如图 3.6-15 所示。

梯形图中能流总是从左到右流动。在两行触点的垂直短路线上，能流可上→下流动，也可下→上流动。图 3.6-16 中的虚线路径不会成为能流的流动路径，这点与继电器逻辑图有较大的差别。

梯形图网络可由多个支路组成，每个支路可容纳多个编程元件。每个网络允许的支路条数、每条支路容纳的元件的个数，各 PLC 的限制不一样。

例如 OMRON 系列 PLC 的限制是，每个网络最多允许 16 条支路，每条支路能容纳的元件个数最多为 11 个。

#### 3.3.2.3 梯形图编程举例

例如按钮 SB<sub>0</sub>~SB<sub>5</sub> 对应 6 台控制电动机 M<sub>1</sub>~M<sub>6</sub>，控制要求见表 3.6-5，表中的√表示电动机运转，○表示电动机停止。

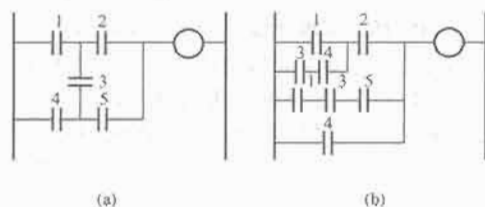


图 3.6-15 梯形图示例  
(a) 错误的；(b) 正确的

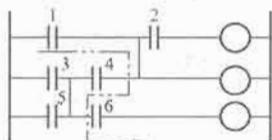


图 3.6-16 能流路径说明

表 3.6-5 电动机连锁控制状态表

按钮 \ 电动机	M <sub>1</sub>	M <sub>2</sub>	M <sub>3</sub>	M <sub>4</sub>	M <sub>5</sub>	M <sub>6</sub>
SB <sub>1</sub>	✓	✓	✓	✓	✓	✓
SB <sub>2</sub>	○	✓	✓	✓	✓	✓
SB <sub>3</sub>	○	○	✓	✓	✓	✓
SB <sub>4</sub>	○	○	○	✓	✓	✓
SB <sub>5</sub>	○	○	○	○	✓	✓
SB <sub>6</sub>	○	○	○	○	○	✓
SB <sub>0</sub>	○	○	○	○	○	○

由表 3.6-5 可看出，输入信号有 7 个即 SB<sub>1</sub> ~ SB<sub>6</sub>、SB<sub>0</sub>，输出信号有 6 个，6 台电动机的控制分别用 6 个交流接触器驱动，I/O 信号对应的地址如下：

输入信号：按钮 SB<sub>0</sub> SB<sub>1</sub> SB<sub>2</sub> SB<sub>3</sub> SB<sub>4</sub> SB<sub>5</sub> SB<sub>6</sub>  
地址 X<sub>0</sub> X<sub>1</sub> X<sub>2</sub> X<sub>3</sub> X<sub>4</sub> X<sub>5</sub> X<sub>6</sub>  
输出信号：电动机 M<sub>1</sub> M<sub>2</sub> M<sub>3</sub> M<sub>4</sub> M<sub>5</sub> M<sub>6</sub>  
地址 Y<sub>1</sub> Y<sub>2</sub> Y<sub>3</sub> Y<sub>4</sub> Y<sub>5</sub> Y<sub>6</sub>

每个输出点驱动一个交流接触器，由交流接触器 KM<sub>1</sub> ~ KM<sub>6</sub> 驱动电动机 M<sub>1</sub> ~ M<sub>6</sub>。

PLC 接线原理图如图 3.6-17 所示；控制程序梯形图如图 3.6-18 所示。

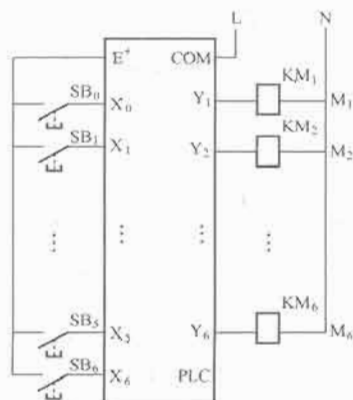


图 3.6-17 电动机连锁控制 PLC 接线原理图

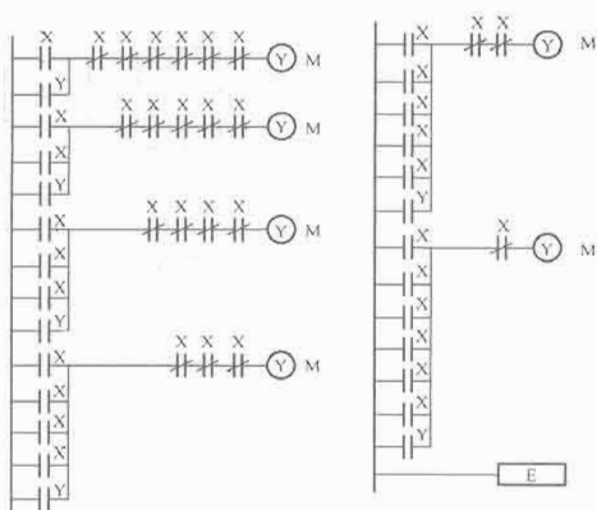


图 3.6-18 控制程序梯形图

### 3.3.3 顺序功能表图

#### 3.3.3.1 概述

顺序功能表图法在 PLC 设计中有两种用法。

(1) 直接根据顺序功能表图的原理研制 PLC，即将顺序功能表图作为一种编程语言直接使用，多数应用在大、中型 PLC 上，现代微小型 PLC 也开始使用这种高级设计方法。其编程主要通过 CRT 终端，直接输入顺序功能表图控制程序。

(2) 用顺序功能表图说明 PLC 所要完成的控制功能，然后再据此找出逻辑关系并画出梯形图。微型、小型 PLC 上，这种应用法较多。

#### 3.3.3.2 顺序功能表图的基本概念

(1) 顺序功能表图是一种描述顺序控制系统过程、功能和特性的图形表示方法，主要由步、转移、有向线等元素组成。

1) 步是控制系统中一相对不变的状态，在功能表图中，步通常表示某个或某些执行元件的状态，其符号如图 3.6-19 所示。步又分成起始步、动步、静步。



图 3.6-19 步的符号及举例

(a) 步的符号；(b) 举例

起始步：对应于控制系统的初始状态，是系统运行的起点。一个控制系统至少要有有一个起始步，起始步的符号如图 3.6-20 (a) 所示。

动步：是指控制系统当前正在运行的步，用一个小黑点放在步的方框图中表示，如图 3.6-20 (b) 所示。

静步：是指控制系统当前没有运行的步。

动步、静步是系统分析时用的术语，平时进行程序设计时并不用。

步对应的动作：步是一个稳定的状态，表示过程中的一个动作，在该步的右边用一个矩形框表示，如图 3.6-21 所示。当一个步对应多个动作时，可用图 3.6-22 表示。

2) 有向线：在控制系统中动步是变化，会向前转移，转移的方向是按有向线规定的路线进行，习惯上是上到

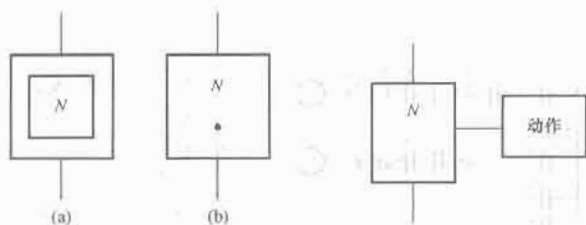


图 3.6-20 步的表达  
(a) 起始步；(b) 动步

图 3.6-21 与步对应  
动作的表示方法

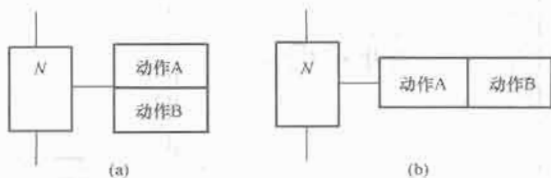


图 3.6-22 一步对应多个动作的表示方法  
(a) 表示方法一；(b) 表示方法二

下、由左至右；如不是上述方向，应在有向线上用箭头标明转移方向。

3) 转移条件：动步的转移是有条件的，转移条件在有向线上划一短横线表示，横线旁边注明转移条件。若同一级步都是动步，且该步后的转移条件满足，则实现转移，即后一静步变为动步，原来的动步变为静步。

(2) 画控制系统功能表图必须遵循以下构成规则：

- 1) 步与步不能直接相连，必须用转移分开。
- 2) 转移与转移不能相连，必须用步分开。

3) 步与步之间的连接采用有向线，从上到下或由左到右画时，可以省略箭头；当有向线从下到上或由右到左时，必须画箭头，以明示方向。

4) 至少有一个起始步。

### 3.3.3.3 顺序功能表图的基本形式

(1) 单一序列：单一序列由一系列前后相继激活的步组成，每步的后面紧接一个转移，每个转移后面只有一个步，如图 3.6-23 (a) 所示。

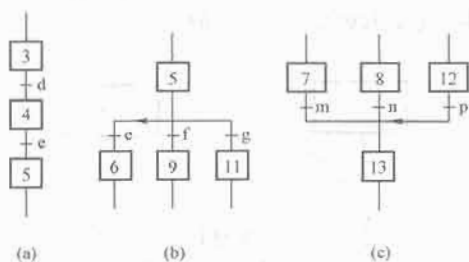


图 3.6-23 单一序列与选择序列  
(a) 单一序列；(b) 分支；(c) 合并

(2) 选择序列：选择序列的开始称为分支，如图 3.6-23 (b) 所示，转移符号只能标在水平连线之下。如果步 5 是活动的，并且转移条件  $c=1$ ，则发生由步 5→步 6 的进展；如果步 5 是活动的，并且  $f=1$ ，则发生由步 5→步 9 的进展；一般只允许同时选择一个序列。

选择序列的结束称为合并，如图 3.6-23 (c) 所示。几个选择序列合并为一个公共序列时，转移符号和需要重新组合的序列数量相同，转移符号只允许标在水平连线之上。如果步 7 是活动步，并且转移条件  $m=1$ ，则发生由步 7→步 13 的进展。如果步 8 是活动步，并且  $n=1$ ，则发生由步 8→步 13 的进展。

(3) 并发序列：并发序列的开始称为分支，如图 3.6-24 (a) 所示。当转移的实现导致几个序列同时激活时，这些序列称为并发序列。当步 3 是活动的，并且转移条件  $d=1$  时，步 4、步 6、步 8 这三步同时变为活动步，同时步 3 变为静步。为了强调转移的同步实现，水平连线用双线表示。步 4、步 6、步 8 被同时激活后，每个序列中活动步的进展将是独立的。在表示同步的水平双线之上，只允许有一个转移符号。

并发序列的结束称为合并，如图 3.6-24 (b) 所示。在表示同步的水平双线之下，只允许有一个转移符号。当直接连在双线上的所有前级步都处于活动状态，并且转移条件  $e=1$  时，才会发生步 2、步 5、步 7 到步 9 的进展，即步 2、步 5、步 7 同时变为静步，而步 9 变为活动步。

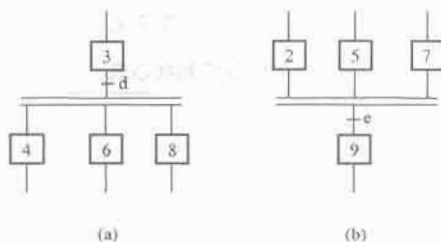


图 3.6-24 并发序列的分支与合并  
(a) 分支；(b) 合并

并发序列用来表示系统的几个同时工作的独立部分的工作情况。

### 3.3.3.4 顺序功能表图编程举例

图 3.6-25 所示为一个三工位钻床的工作台示意图。图 3.6-26 所示为该工作台控制系统的功能表图。步 1 是初始步，按下起动按钮后，三个工位同时工作。一个工位将工件送到圆形工作台上，然后送料推杆退回。另一个工位将工件夹紧并钻孔，钻完后钻头向上返回初始位置并松开工件。第三个工位用深度计测量加工的孔是否合格，如果合格，则测量头上升，并自动卸下加工好的工件，然后卸料杆返回；如果不合格，测量头返回后人工取走废品，并用按钮发出人工卸料完成的信号。三个工位的操作都完成以后，工作台顺时针旋转  $120^\circ$ ，最后系统返回初始步。

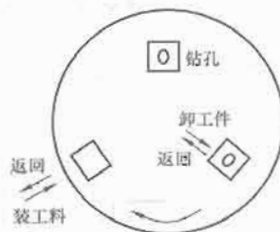


图 3.6-25 三工位钻床工作台示意图

步 4、步 9、步 14 并不完成什么动作，它们是为同时结束三个并发步而设置的等待步。图 3.6-26 中水平双线下方的转移条件 " $=1$ " 表示转移条件总是满足的，即只要步 4、步 9、步 14 都是活动的，就会发生步 4、步 9、步 14 到步 17 的转移，步 4、步 9、步 14 变为静步，而步 17 变为活动步。

三工位钻床的 PLC 控制原理图、地址分配如图 3.6-27 所示。假设每步的状态用 M 位表示，例如  $M_{01}$ 、 $M_{09}$ 、 $M_{10}$ 、 $M_{17}$  分别表示 1、9、10、17 步的状态。对应的梯形图如图 3.6-28 所示。



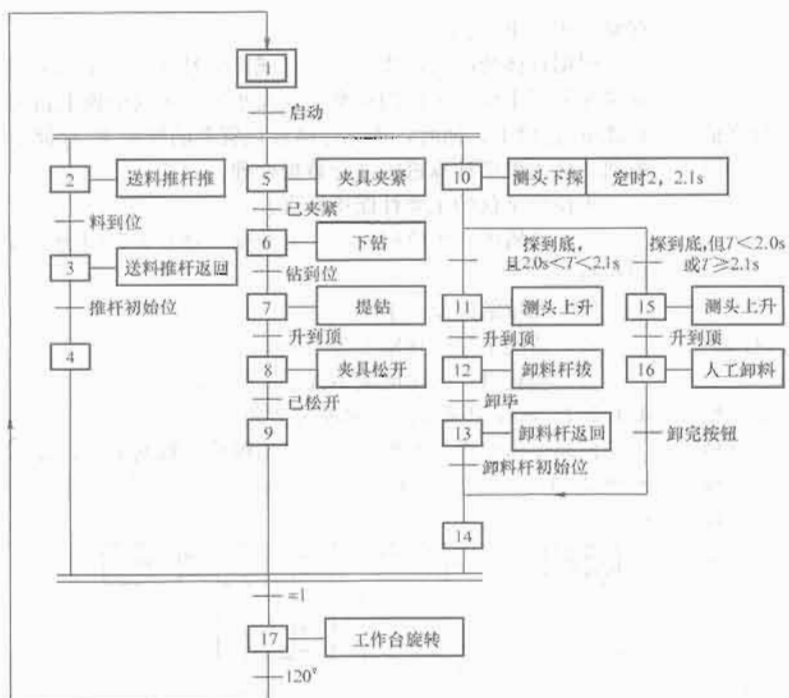


图 3.6-26 三工位钻床控制系统的顺序功能表图

图 3.6-27 三工位钻床的 PLC 控制原理图

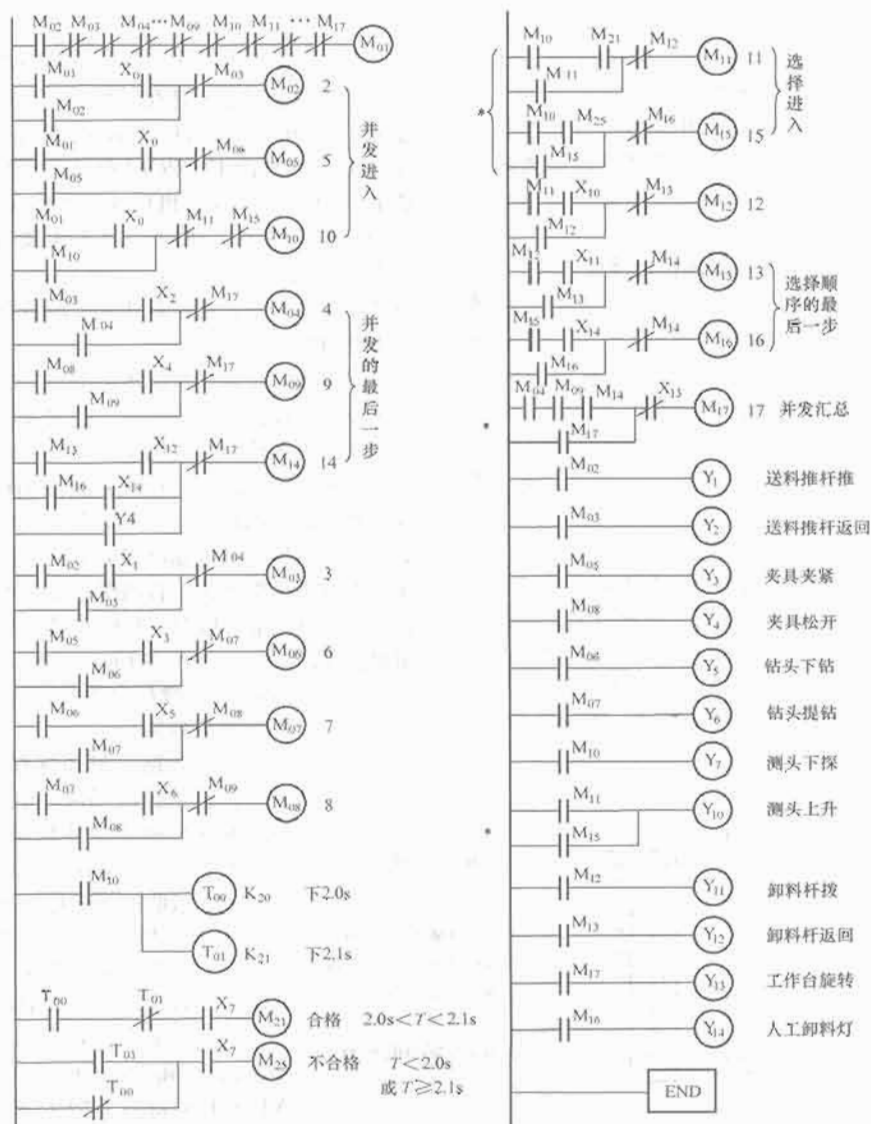


图 3.6-28 三工位钻床的控制程序梯形图

## 4 嵌入式控制单元

典型的嵌入式控制单元针对应用需要,可以选择具有高集成度、相应处理能力和输入输出功能的微控制器、数字信号处理器 DSP 或 DSP 控制器、嵌入式处理器,仅配以少量非核心外扩单元,形成高可靠性的控制单元。

### 4.1 采用微控制器的控制单元

#### 4.1.1 典型微控制器控制系统

微控制器的特点就是字长以 8~16 位为主,面向控制、功能简单、体积小、高度集成,具有各种典型接口的芯片可供选择,尤其适用于小型、功能简单的应用系统。控制器配有定时/计数器和可编程的开关量 I/O 接口,有些还有模拟量接口,如 8~10 位的 ADC、DAC,支持中断。应用系统中需要连接开关量隔离放大和适配电路,扩展简单的人机接口如小型触摸键盘、LED/LCD 数码管显示器、LCD 液晶显示器、异步通信长线收发器,甚至微型打印机。考虑到连接空间和光电隔离的便利,目前扩展功能越来越多地引入了串行接口芯片实现,如 E<sup>2</sup>PROM、ADC、DAC、RTC 等。图 3.6-29 所示为典型的以微控制器为核心的控制单元实例结构。系统采用了 ATMEL 的 8 位微控制器 AT89C55,片内 20KB Flash 存储器,可以实现较为复杂的控制系统编程,同时扩展了小型键盘、液晶显示器人机接口,串行 E<sup>2</sup>PROM 作为掉电记忆存储器。在并行接口上仿真扩展了串行 ADC/DAC,并在串行通信接口上扩展了 RS-485 点-多点通信总线,使系统成为小型分布式控制系统的一部分。需要指出的是,系统与外部的模拟量、开关量信号和通信连接都采用了光电隔离。简单的串行扩展连接可以显著减少光电隔离器的数量和并行 I/O 口,是微控制器等嵌入式扩展应用的方向。

#### 4.1.2 基于 ATMEL 89 系列 MCU 的水位记录仪

该水位记录仪是一种以 AT89C51 MCU 为核心控制器的智能化仪器。它能够自动监视水位变化,自动跟踪并记录每一个水位变化值及水位变化的时间,用智能 IC 卡存储水位数据。仪器充分考虑了微控制器内部硬件资源的利用,并且注意了元器件的节省和优化系统设计,使该仪器成为一种稳定可靠、智能化程度高、成本低、体积小、便于携带、适应性好的产品。

##### 4.1.2.1 水位记录仪的基本性能

水位记录仪采用重锤自动跟踪水位的方法,即通过电子开关控制电动机电源,带动可逆电动机,使两根测量探针自动跟踪水面。仪器能够系统地自动测量每个水位变化值,并由 AT89C51 微控制器采集水位值和测量水位值的时间,并

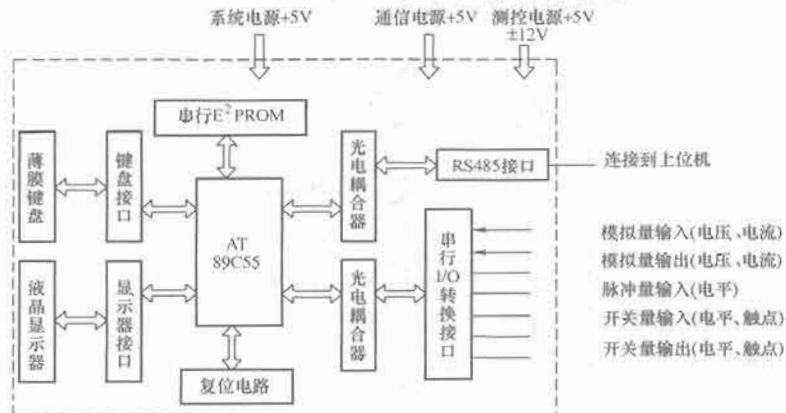


图 3.6-29 典型微控制器构成的控制单元

存储于机内 IC 卡中。

根据具体情况的需要,一个月或半个月或一个星期定期前往安装了水位记录仪的观察点,在水位记录仪中换上新的智能 IC 存储卡;同时,将已存储水位资料的智能 IC 存储卡取回,插入微型计算机中进行数据处理。

水位记录仪的主要性能指标有:

(1) 灵敏度:水位每变化(上升或下降)0.5~1cm 时,进行响应。

(2) 测量的误差小于 1cm。

(3) 监测水位变化幅度为±50m。

(4) 功耗低,工作电流不大于 100mA。

##### 4.1.2.2 水位记录仪的控制逻辑结构

控制逻辑由微控制器系统、自动跟踪、数据采集、显示和智能 IC 卡数据存储等部分构成。其框图如图 3.6-30 所示。

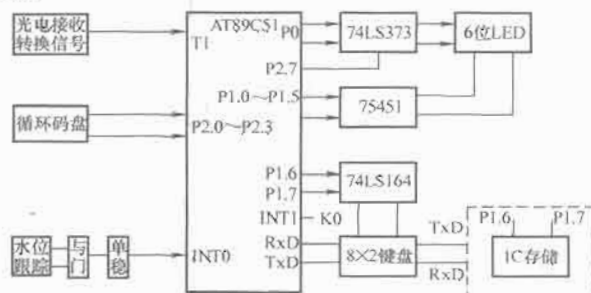


图 3.6-30 水位记录仪系统框图

水位记录仪主要是在野外使用,耗电量小为首要准则和要求,因此选用 AT89C51 为核心控制器。程序利用 AT89C51 的片内 E<sup>2</sup>PROM 存放,数据存储在 E<sup>2</sup>PROM 智能 IC 卡中,因此在关机后或意外情况下可有效地实现数据保护。由于野外工作时一般不需要显示,因此通常使用 LED 七段显示器,并加一控制开关,需要校对数据时才闭合开关进行显示,这样就达到了既节省电能,又不影响显示功能的目的。

(1) 水位跟踪:水位跟踪由一个独立的检测头和电子开关组成的升降控制电路完成。检测头由两根探针和一个电阻 R 组成。当水位发生变化使检测头探针浸入水面之下时,继电器控制电源正向加至电机,使电动机正转带动探针上升,跟踪水位;当水位发生变化下降并使检测头探针全部离开水面时,继电器控制电源反向加至电动机,使电动机反转带动探针下降,跟踪水位,直到探针接触水面且水位停止变化为止。此时继电器不吸合,故电动机不转动。同时继电器的一组触点信号经与门和单稳态电路处理,将此信号送入 AT89C51 微控制器 INT0 端口,向 CPU 申请中断并采集数据。

(2) 数据采集和量程:当电动机转动带动探针跟踪水位的同时,电动机输出转矩经蜗轮蜗杆减速后驱动循环码盘工作。在循环码盘的两侧安装一对光电接收装置,完成厘米位向高位进位。接收的光电脉冲送入 AT89C51 的计数器 T1,向 CPU 申请中断进行计数。

(3) 水位数据存储:为方便用户随时提取数据,故将数据存入 E<sup>2</sup>PROM 智能 IC 卡中。微控制器通过 Rx/D、Tx/D 串行口输出数据到 IC 卡中。P1.6 和 P1.7 作为 IC 卡判断输入信号。ATMEL 公司的 AT24C 系列串行 E<sup>2</sup>PROM,工作电流为 3mA,静态电流为 30~110μA。它具

有可靠的写保护措施,擦写次数为10万次,数据保护时间为100年。

(4) 键盘电路:由P1.6和P1.7以及串行口控制一个 $8 \times 2$ 的键盘,键盘的作用是将有关参数例如日期、时钟、水位初值等输入微控制器内。一般情况下,当把各参数送入机内后,键盘就脱机不用,只是在更改参数时才重新接入。因此该键盘与E<sup>2</sup>PROM存储器合用TxD和RxT串行口,并由INT1上的按钮开关K0进行选择。

#### 4.1.2.3 水位记录仪的软件结构

水位记录仪的软件系统分为主程序模块、按键处理和参数输入模块、时钟及日历程序、数据处理子程序、数据采集子程序等。

(1) 主程序模块:主控模块主要完成系统的初始化,以及一些功能的判别、中断的响应等。其流程如图3.6-31所示。

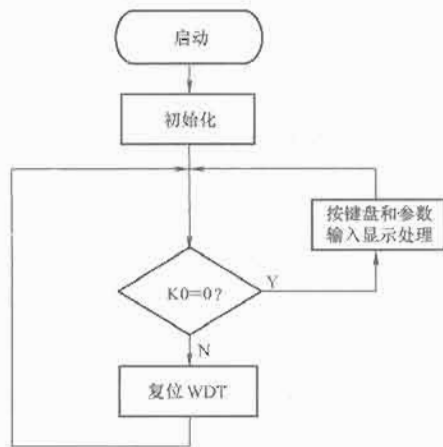


图 3.6-31 主程序流程图

(2) 按键处理和参数输入、显示模块:水位记录仪在初始状态需要输入时钟日期参数和水位基准参数值时使用,键盘输入采用扫描方式。首先程序判别开关K0的状态,如果开关K0闭合,则这时串行口和键盘连接,并和IC卡电路脱离,利用串行口的输出信息以及P1.6、P1.7的状态,可以判别 $8 \times 2$ 键盘中按下的按键。

在显示时,显示数字的显示码在P0端口输出,而位选择信号从P1.0~P1.5输出。选择信号在某一时刻只有一位为选择有效电平,并且按P1.0~P1.5方向移位,从而可以轮流显示6位LED显示器。

(3) 时钟及日历程序:在记录水位的同时,需要记下与水位值对应的时间,故利用微控制器AT89C51的定时器T0通过软件计数实现内部时钟。为提高计时精度,设置定时器T0的中断周期为1ms,并通过累计中断次数和设置不同进制,获得秒、分、时、日、月、年,形成日历和时钟。

(4) 数据处理子程序:该子程序是当光电信号从T1口产生中断请求时的服务程序。根据量程为50m,并精确到厘米级的要求,采用一个字节存储两位BCD码,共需两个字节,低位前半字节为厘米位,从循环码直接读数,分米位在每中断一次时计数加1,分米位满10则向前进位改写相应字节,实现对半位加1操作,以此类推。程序流程如图3.6-32所示。

(5) 数据采集子程序:当水位跟踪信号从INT0产生中断请求时,进入该程序工作。主要任务是采集当时的日期、时间、水位数据,然后将这些数据写入智能IC卡中存储。程序流程如图3.6-33所示。

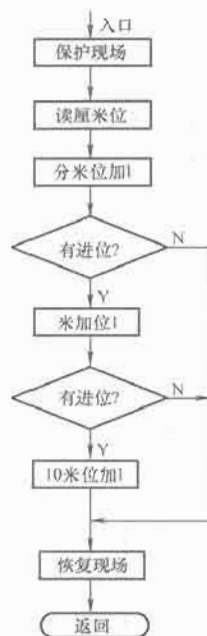


图 3.6-32 数据处理中断子程序流程



图 3.6-33 数据采集中断服务程序流程

#### 4.1.3 无刷直流电动机控制器

无刷直流(BLDC)电动机常用于许多变速驱动应用场合,如空调、洗衣机、冰箱等;缺点是电动机相位的转换与永磁体转子位置有关,如果用传感器检测,则增加了系统成本,降低了可靠性。本例利用在同一时刻BLDC电动机的三组绕组只有两组驱动,可对另一组绕组的反向电动势过零检测,从而判断转子的位置。目前常用PWM信号来控制直流电动机,改变PWM信号的占空比即可改变电动机绕组的平均电压,实现转速的调节。

##### 4.1.3.1 BLDC电动机控制系统结构

图3.6-34所示为BLDC电动机控制系统结构,其中电位器接英飞凌公司产品C500微控制器的A/D转换进行转速设置,显示器用于显示电动机转速。

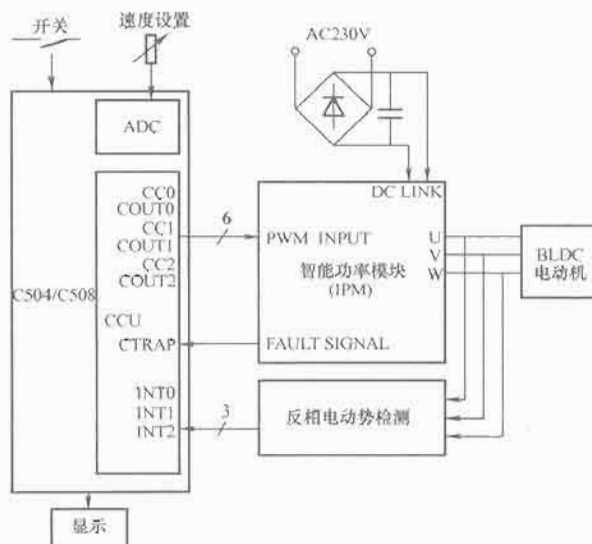


图 3.6-34 BLDC电动机控制系统结构

CCU的输出信号(CCX、COUTX)接智能功率模块(IPM)的PWM输入,IPM的出错信号接CPU的CTRAP,反向电动势信号送CCU的INTX。

(1) 智能功率模块:智能功率模块结构如图3.6-35所

示,该模块有下列几个特点。

- 1) 低价的 IGBT 变频驱动器。
- 2) 高速光耦, PWM 频率达 20kHz。
- 3) 智能功能, 过流保护, 过温保护, 低压保护。
- 4) 自举结构改善驱动器的电流功耗。
- 5) 紧凑、轻型、低价。



图 3.6-35 智能功率模块结构

(2) 反向电动势检测: 通过反向电动势过零检测转子位置, 模块结构如图 3.6-36 所示, 其中分压网络使反向电压小于 15V, RC 低通滤波器滤去 IGBT 开关产生的杂波, 再与控制电流的相位比较后, 经光耦输出。



图 3.6-36 反向电动势过零检测结构

#### 4.1.3.2 BLDC 电动机控制软件

(1) 软件控制的原理: 用多相位 PWM 模式来启动和加速电动机, 然后用反向电动势位置信号闭环控制电动机运行。

CCU 比较定时器 2 产生的调制频率用于调制转换频率, 通过改变比较定时器 2 的比较值可改变该调制频率, 即改变 PWM 调制频率的占空比, 从而改变电动机绕组的平均电压。在启动阶段以开环方式控制, 给转子提供一个稳定的提升启动电压, 转换频率从零到确定值 (提升频率), 使得电动机速度从零到确定的转速, 改变比较定时器 1 的周期值, 可以改变该转换频率, 这样使电动机加速。当切向闭环控制后, 转换频率只受位置信号 INT0、INT1、INT2 控制, 所以当需改变转速时, 只需改变比较定时器 2 的比较值。

(2) 软件功能模块包括以下几部分:

- 1) 初始化。
- 2) CT1 和 CT2 的周期/比较值计算。
- 3) CT1 和 CT2 的周期/比较值更新。
- 4) 电动机速度设置。
- 5) 电动机速度检测。
- 6) 电动机状态显示。
- 7) 实时时钟。

#### 4.2 采用 DSP 控制器的控制单元

这类控制单元主要利用 DSP 的快速处理能力、专门指令和丰富的输入/输出硬件接口功能。尤其是具有 MCU 功能的 DSP 控制器 (如 TI 的 TMS320F2XXX), 专门针对电动机类对象控制设计, 系统优势极为明显。对 DSP 的开发可以利用汇编语言或 C 语言。当点数  $N$  较大时, 用 C 语言开发的 FFT 算法不能直接利用 DSP 控制器特有的反序间接寻址等优越的特性, 实时性不理想。因此高速中断程序和 FFT 算法应采用汇编语言开发, 而 DSP 的主程序可用 C 语

言进行开发。

#### 4.2.1 DSP 输入/输出接口技术

以经典的 TMS320C24X 系列 DSP 芯片为例, 介绍其输入/输出接口, 后续出现的 TMS320C240X 和 28XX 则在此基础上有了进一步扩展改进。

##### 4.2.1.1 I/O 空间

在 TMS320C24X 系列 DSP 控制器中, 最多可寻址 64K 字的 I/O 空间。图 3.6-37 所示为 TMS320C24X 的 I/O 空间分布。



图 3.6-37 TMS320C24X 的 I/O 空间分布

从图 3.6-37 中可以看到, I/O 空间的部分地址单元被外设控制寄存器和 Flash 控制寄存器占用。根据芯片出厂配置的不同, 一些芯片 I/O 空间仅是图 3.6-37 所示的一部分。同时, 外部占用的空间仅仅在一些具有外部存储器接口 EMIF 的器件上存在, 如果器件不具有 EMIF, 则该部分空间保留。

##### 4.2.1.2 数字 I/O 端口

在 TMS320C24X 系统中, 数字 I/O 端口为控制专用 I/O 引脚和一些复用引脚的功能提供了一种灵活的方式。用户可通过该模块内的 8 个 16 位控制寄存器对片上所有的 I/O 引脚和复用引脚的功能进行控制。这些寄存器被分成三类。

(1) 输出控制寄存器: 用于直接控制专用输出引脚或复用功能引脚, 或者执行一些内部芯片控制功能。

(2) 输入状态寄存器: 用于直接监视专用输出引脚或复用功能引脚的状态, 或者用作监视芯片事件或条件的状态。

(3) 数据和方向控制寄存器: 用来控制双向 I/O 引脚上的数据和数据方向, 这些寄存器直接与双向 I/O 引脚相连接。

数字 I/O 端口模块最多可实现对 32 个输出/内部控制功能、32 个输入/内部状态功能及 32 个双向 I/O 引脚功能的监控。事实上, 根据 TMS320C24X 系列器件出厂配置的不同, 可用的数字 I/O 引脚的个数、引脚位置、是否复用、命名习惯和控制寄存器的个数、位置等都不相同, 具体使用时, 应参考相应的器件手册。

##### 4.2.1.3 模/数转换器

在 TMS320C24X 系列 DSP 控制器中, 片内配置了双通道 10 位模/数转换器 (ADC) 模块。使用这个片内转换器, 用户可以方便地将被控对象的参数如电流、电压等模拟信号输入成数字量, 供 CPU 内核进行处理。模/数转换器模块结构如图 3.6-38 所示。

整个片内 A/D 转换模块包括两个独立的带有内部采样和保持电路的 10 位 A/D 转换单元, 它们为 X24X 系列器件提供了若干个模拟输入通道, 例如, 在 F240 器件上共有 16 个可用的模拟输入通道, 每个 A/D 转换单元提供 8 个输入



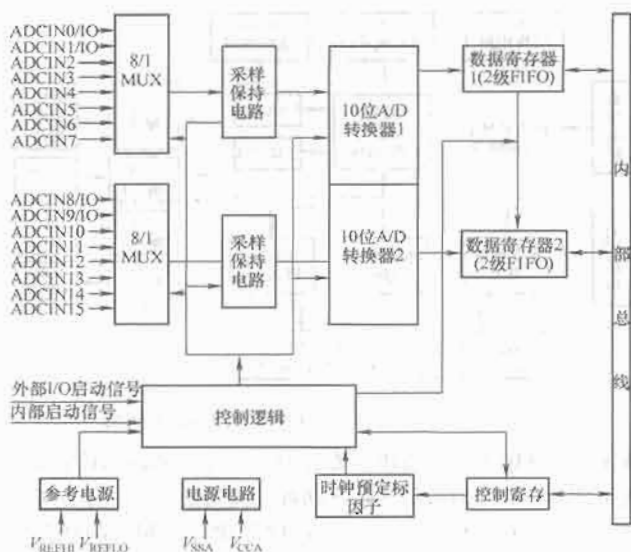


图 3.6-38 模/数转换器模块结构

通道，每个单元的最大转换时间约为  $6.6\mu\text{s}$ 。转换模块正常工作所需要的基准电压由外部电源提供，小于或等于  $+5\text{V}$  的直流基准电压可通过基准电压输入引脚  $V_{\text{REFH}}$  和  $V_{\text{REFL}}$  得到；而引脚  $V_{\text{CCA}}$  和  $V_{\text{SSA}}$  必须分别连到  $5\text{V}$  直流电源和模拟地上。

从图 3.6-38 中可以看到，片内 ADC 模块具有以下特点。

- (1) 每个 A/D 转换单元具有 8 个模拟输入通道。
- (2) 可以同时使用两个 A/D 转换单元进行信号转换。
- (3) 每个 A/D 转换单元可连续进行转换，也可以进行单次转换。
- (4) A/D 转换可通过用户软件、内部信号（来自事件管理器模块）或外部信号启动。
- (5) 基准电位  $V_{\text{REFH}}$  和  $V_{\text{REFL}}$  可设定。
- (6) 2 级先入先出 FIFO 寄存器用于保存转换后得到的数字值。
- (7) 两个用户可编程的 A/D 转换器模块控制寄存器。
- (8) 可编程的时钟/频率因子。
- (9) 可使用中断或轮巡操作。

#### 4.2.1.4 串行通信接口

X24X 系列 DSP 控制器片内具有一个串行通信接口 (SCI) 模块，用来实现 X24X 与其他异步外设之间的串行通信。SCI 模块以标准的 NRZ (Nonreturn to Zero) 格式发送、接收数据，且数据传输速率可编程。SCI 模块的发送器和接收器都是双缓冲的，各自具有独立的工作使能和中断控制位，可单独或同时工作于全双工模式。该模块是一个 8 位片上外设，直接挂在片内外设总线上，因此，当对该模块内的寄存器进行访问时，读高 8 位 (15~8 位) 将返回 0，写入到高 8 位对 SCI 的操作没有任何影响。

串行通信接口 (SCI) 模块的特点有：

- (1) 两个 I/O 引脚 SCIRXD 和 SCITXD，分别用于接收和发送数据。
- (2) 通过 16 位的波特率选择寄存器，可得到 65 000 种不同的位传输速率。当系统时钟 SYSCLK 频率为  $10\text{MHz}$  时，位传输速率为  $19.07\sim 625.0\text{kb/s}$ 。
- (3) 每个数据帧中的有效数据字长可编程为 1~8 位。
- (4) 每个数据帧中可设置 1 位或 2 位停止位。
- (5) 在模块内部可产生串行时钟。
- (6) 具有 4 个错误检测标志，即奇偶校验错误、超时错

误、帧错误、中断检测。

(7) 具有两种唤醒多处理器模式，可采用的通信格式为空闲线或地址位唤醒。

(8) 可采用全双工或半双工两种操作模式。

(9) 双缓冲接收、发送功能。

(10) 可通过中断或轮巡方式处理 SCI 模块的接收或发送操作。

(11) 独立的发送器和接收器中断使能位。

(12) 采用 NRZ 格式进行数据收发。

#### 4.2.1.5 串行外设接口

串行外设接口 (SPI) 模块是一个高速同步串行输入/输出端口，它允许 X24X 系列 DSP 控制器和片外外设或其他控制器进行串行通信，典型的应用包括与外部移位寄存器、D/A 转换器、LED 显示驱动器等器件的通信。在通信过程中，SPI 能够以任意给定的位传输速率对具有可编程长度 (1~8 位) 的串行比特流进行收发。

具有 4 个外部引脚的 SPI 模块主要包括：

- (1) 4 个外部 I/O 引脚，分别包括：SPIMO (SPI 从输入、主输出)，由寄存器 SPIPC2 控制；SPISOMI (SPI 主输入、从输出)，由寄存器 SPIPC2 控制；SPICLK (SPI 时钟)，由寄存器 SPIPC1 控制；SPISTE (SPI 选通)，由寄存器 SPIPC1 控制。
- (2) 两种操作模式，即主模式 (Master) 和从模式 (Slave)。
- (3) SPI 串行输入缓冲寄存器 (SPIBUF) 的数据，这些数据供 CPU 读取。
- (4) SPI 串行数据寄存器 (SPIDAT) 一般用作 SPI 的发送/接收移位寄存器。
- (5) SPI 时钟 SPICLK 的相位和极性控制逻辑。
- (6) 状态控制逻辑。
- (7) 映射至片内局部数据存储空间的 SPI 控制和状态寄存器。

应该注意的是，选通引脚 (SPISTE) 的基本功能是使能从模式下 SPI 的数据发送功能。它通过把 SPISOMI 引脚置为三态模式，从而阻止移位寄存器的发送操作。当 SPI 模块处于主模式时，引脚 SPISTE 总是被配置为通用数字 I/O 引脚，并且可以起到 SPI 从模式选择线的功能。在 SPI 模块中，有 10 个寄存器用于控制该模块的操作，它们分别为：

- (1) SPICCR (SPI 配置控制寄存器)：主要完成 SPI 模块的软件复位、SPICLK 的极性选择、SPI 的字符长度设定等功能。
- (2) SPICTL (SPI 操作控制寄存器)：主要包括两个 SPI 中断使能位、SPICLK 的相位选择、SPI 的操作模式选择和数据发送使能等控制位。
- (3) SPISTS (SPI 状态寄存器)：主要包括两个接收缓冲器状态位，即 RECEIVEROVERRUN (接收器超时) 和 SPIINTFLAG (SPI 中断标志)。
- (4) SPIBRR (SPI 波特率寄存器)：用来确定位传输速率。
- (5) SPIENEMU (SPI 仿真缓冲寄存器)：存放收到的数据，用于支持仿真操作，而 SPIBUF 则用于正常操作。
- (6) SPIBUF (SPI 接收缓冲寄存器)：存放收到的数据。
- (7) SPIDAT (SPI 数据寄存器)：当用作发送/接收移位寄存器时，存放 SPI 将要发送的数据；在后续 SPICLK 周期中，写入 SPIDAT 的数据被串行移出，移出 SPI 的每一位都被移入移位寄存器的另一端。
- (8) SPIPC1 (SPI 端口控制寄存器 1)：用于设定引脚

SPISTE 和 SPICLK 的功能。

(9) SPIPC2 (SPI 端口控制寄存器 2): 用于设定引脚 SPISIMO 和 SPISOMI 的功能。

(10) SPIPRI (SPI 优先级控制寄存器): 包含两个用于设定中断优先级的读写位, 另外, 也确定了在程序挂起期间 SPI 的操作。

#### 4.2.1.6 CAN 控制器模块

在 X24X 系列的某些型号的 DSP 控制器中, 如 F241、F243、C242 等, 为了方便实现目标系统的网络化, 配置了一个符合 CAN 2.0B 协议的 CAN 控制器模块。与其他专门的 CAN 控制器芯片相比, 该片上 CAN 模块具有以下特点:

(1) 符合最新的 CAN 2.0B 协议标准, 支持具有标准标志符和扩展标志符的数据帧和远程帧的收发。与基本的 CAN 控制器相比, 它占用的 CPU 时间更少。

(2) 6 个支持 0~8 字节数据包的信箱 (Mail Box), 其中两个为接收信箱 (0/1), 两个为发送信箱 (4/5), 还有两个为可配置的发送/接收信箱 (2/3)。

(3) 用于信箱 0、1、2、3 的局部接收屏蔽寄存器 LAMN。

(4) 位传输速率可编程确定。

(5) 可编程中断策略。

(6) 支持总线有活动时的可编程唤醒功能。

(7) 自动响应远程数据请求。

(8) 当传输出错时, 具有自动重发功能。

(9) 可自动诊断多种总线故障, 如总线开关、总线错误警告、帧错误报告等。

(10) 支持 CAN 自检模式。

(11) 两个通信引脚 (CANTX 和 CANRX), 这两个引脚可通过外部的 CAN 收发器芯片与 CAN 总线电缆相连。

以 F243 为例, 片上 CAN 控制器模块的结构如图 3.6-39 所示。其他 X24X 系列 DSP 控制器芯片上的 CAN 模块基本类似。

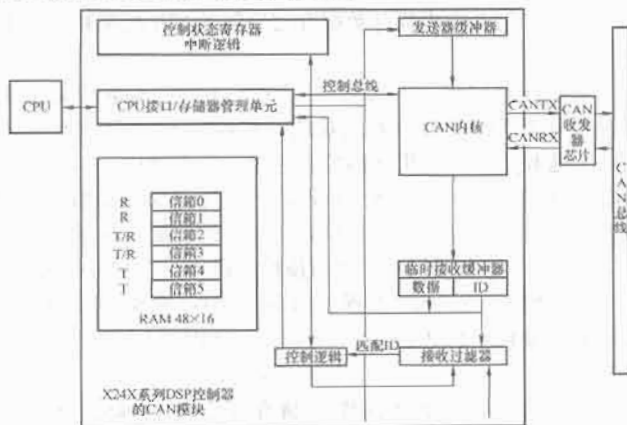


图 3.6-39 CAN 控制器模块的基本结构

CAN 模块是一个 16 位的外设, 用户可通过相应的控制/状态寄存器或 Mail Box RAM 来对其进行访问。

#### 4.2.2 经典 DSP 控制器应用系统

图 3.6-40 所示为一基于 DSP 控制器 (TMS320F2407) 的全数字高压变频功率单元控制器硬件电路。控制器根据高压变频调速控制系统的功能需要扩展了 6 个外围模块: 系统电源转换电路、CAN 总线通信电路、CAN 总线光纤通信转换电路、I/O 输入输出模块、PWM 输出模块、A/D 转换模块。

系统电源转换电路主要为 TMS320LF2407 提供芯片工作的电压, 选用电源转换芯片 LM1085 输出 3.3V 电源电压, 为 DSP 处理器供电。A/D 转换电路主要用于采集高压变频功率单元电压传感器的 6 路保护信号, 监视系统的运行

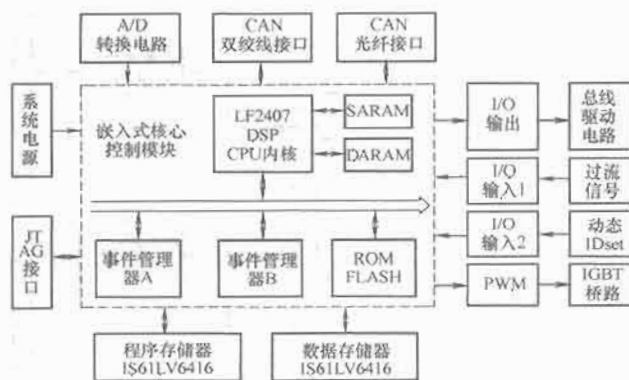


图 3.6-40 高压变频功率控制器硬件电路

状况。I/O 输入输出模块主要分为 I/O 输入和输出控制单元两个部分。I/O 输入单元采集两种开关量信号, 一个是功率单元的过流保护信号, 另一个是 DSP 单元控制器的动态 ID 编码, 便于从外部手动设置控制器的 ID 号码。PWM 输出部分主要用于产生需要的 PWM 波形来控制 IGBT 管的导通。系统设计了两种传输介质的 CAN 总线通信模块, 分别采用双绞线传输方式和光纤传输方式。在调试过程中选用双绞线通信方式, 这样方便软硬件电路的调试; 在系统的实际使用过程中, 为了提高系统的稳定性, 增强抗干扰能力, 主要采用 CAN 总线的光纤通信方式。

图 3.6-41 所示为一基于 TMS320C24X 的逆变电路 (不间断电源 UPS) 控制器。传统的 UPS 控制策略利用经典控制理论以及模拟和数字电路, 以实现复杂的控制功能。这种方案虽能较可靠地实现目标, 但存在集成度不高, 控制参数一旦确定就很难调整, 智能故障诊断和互连困难等问题。采用 DSP 技术, 通过软件取代了大量的模拟器件, 在很大程度上提高了产品的集成度。通过修改软件, 可以很方便地改变系统的各种特性, 进而增强系统的灵活性和智能化水平, 还可应用各种复杂的、先进的控制策略, 实现系统响应性能的改善, 并提高系统的可靠性和可维护性, 因而基于 DSP 的数字化 UPS 具有一般 UPS 系统无法比拟的优势。

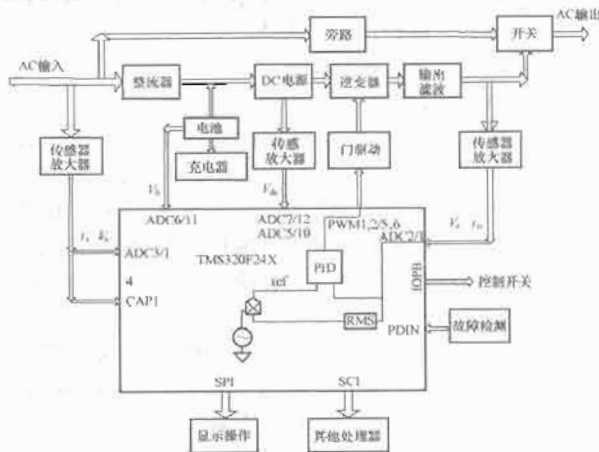


图 3.6-41 基于 DSP 的逆变器控制系统

系统选用 TMS320C240 作为数字化 UPS 的微处理器。美国德州仪器公司 (TI) 生产的 TMS320C240 系列的 DSP 专门面向控制应用, 为在线式 UPS 的数字化提供了理想的解决方案。DSP 内核的高性能运算能力使得 TMS320C240 可运行复杂的控制算法, 如可采用 PID 算法实现精确控制, 自适应 Kalman 滤波算法减小传感噪声等。同时, 它具有丰富的、独特的外围电路, 如三个 16 位通用定时器、三个带有死区功能的全比较单元以及四个捕获单元, 尤其是它配有

12 个比较/脉宽调制 (PWM) 通道, 可以产生 UPS 电源所需的 PWM 控制波形。基本控制软件流程如图 3.6-42 所示。

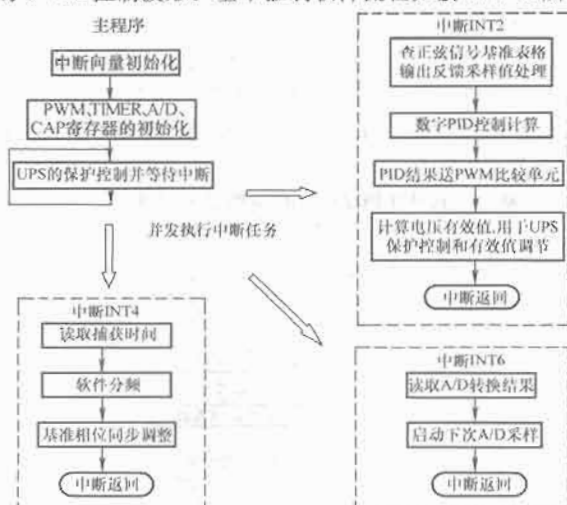


图 3.6-42 逆变器 DSP 基本控制软件框图

#### 4.2.3 基于 DSP 的高精度 A/D 转换器转换特性参数静态测试系统

图 3.6-43 所示为针对目前对高速、高精度 A/D 转换器的测试需要而设计的基于 DSP (TMS320F2812) 和高精度 D/A 转换器 (DAC1220E) 的静态测试系统原理框图, 该系统可实现对 16 位及 16 位以下的高精度 A/D 转换器进行转换特性参数测试。

##### 4.2.3.1 自动测试系统硬件设计

(1) 器件选择。系统选用 TMS320F2812 DSP 芯片, 主频为 150MHz, 支持 JTAG 边界扫描接口, 拥有高性能 32 位 CPU, 具有丰富的外设接口, 包括 SPI 通信接口、SCI 异步通信接口、通用数字量 I/O 口、事件管理等。

为给待测 A/D 提供高精度的输入电压, 系统选用高精度数/模转换器 DAC1220E。DAC1220E 是一款高性能的 20 位  $\Sigma-\Delta$  型的串行 D/A 转换器, 输出类型为电压输出型, 输出电压范围为 0~5V, 带有 SPI 兼容的串行接口, 内含振荡电路, 只需外接一晶振 (推荐选用 2.5MHz) 即可提供其工作时钟。

TMS320F2812 的 I/O 电平是 3.3V 逻辑电平, 而 DAC1220E 以及许多待测 A/D 转换器都是 5V 逻辑电平, 因此就存在一个 DSP 芯片与其他芯片之间的电平转换问题。系统电平转换芯片选用 74LVC16245, 以实现 5V 和 3.3V 逻辑电平之间的转换。

因 DAC1220E 的输出电压范围仅为 0~5V, 为满足对大多数 A/D 转换器进行测试, 需要对该模拟电压值进行量程的扩展。系统通过两片高性能的放大器 OPA227 将 DAC1220E 的输出电压分别同相和反相放大两倍, 使得输出电压范围扩大至 (-10~+10) V。

(2) 测试系统原理。测试系统原理框图如图 3.6-43 所示。PC 机通过串口对 DSP 发送开始测试命令, 随后 DSP 芯片通过 SPI 接口对 20 位串行 D/A 转换器进行控制, 得到与发送数据相对应的模拟电压值。该模拟电压值通过放大器 OPA227 实现输出电压的同相和反相放大, 放大后的模拟电压分时加至待测 A/D 转换器的输入端。DSP 芯片通过 I/O 口完成对 A/D 转换器的控制及数据采集, 并对所得数据进行分析处理, 得到 A/D 转换器的转换特性参数值。最后, DSP 芯片通过串口将所得参数值送回 PC 机显示、保存。

(3) DSP 芯片对 DAC1220E 的控制。F2812 的串行外围接口 (SPI) 是一个高速同步的串行输入/输出接口, 通信速

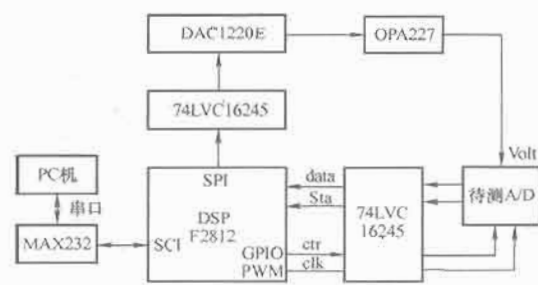


图 3.6-43 测试系统原理框图

率、通信数据长度、时钟极性和时钟相位都可编程设置。而 DAC1220E 带有 SPI 兼容的串行接口, 利用 F2812 的 SPI 接口给 DAC1220E 提供满足其时序要求的时钟和串行数据。

(4) DSP 芯片对待测 A/D 转换器的控制。F2812 提供有多个通用数字量 I/O 引脚, 通过各类寄存器可完成对其功能的设置。利用通用数字量 I/O 引脚完成对 A/D 转换器的控制及数据的采集。F2812 芯片内含事件管理器模块, 利用该模块可以同时产生多路脉宽调制 (PWM) 信号, 脉冲宽度调整的最小量是一个 CPU 时钟周期。若 F2812 主频达 150MHz, 则 PWM 频率可达 75MHz, 足以满足 A/D 转换器的工作时钟要求。

##### 4.2.3.2 自动测试系统软件设计

自动测试系统软件编程包括两方面: 一方面是对 DSP 芯片的 C 语言编程, 完成对 D/A 转换器的控制、对待测 A/D 转换器的数据采集与处理, 以及实现与 PC 机的串口通信; 另一方面是 PC 机编程, 完成与 DSP 芯片的串口通信以及对数据的进一步分析、处理、显示和保存。其程序框图如图 3.6-44 所示。

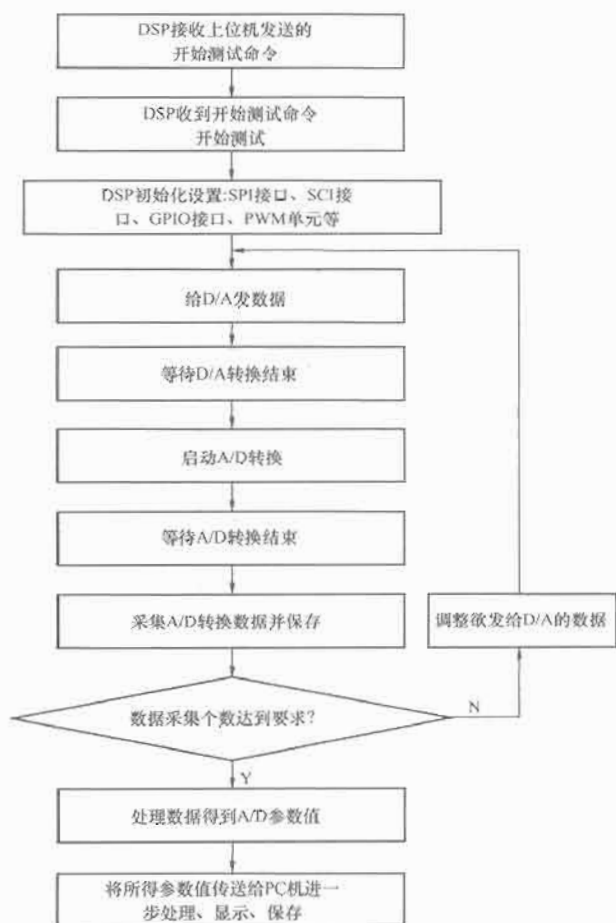


图 3.6-44 程序框图

### 4.2.3.3 系统调试

为了尽可能准确地测量待测 A/D 的转换特性参数,对通过高精度 DAC1220E 和运放 OPA227 所得到的电压进行线性度分析十分重要,必须尽可能地将 DAC1220E 和运放 OPA227 部分调试到最佳状态,具体分析及调试过程如下:

(1) 线性度测量硬件框图如图 3.6-45 所示。DSP 控制 DAC1220E 产生电压,PC 机通过 GPIB 卡控制数字万用表测量电压,PC 机与 DSP 之间通过串口进行测试握手。

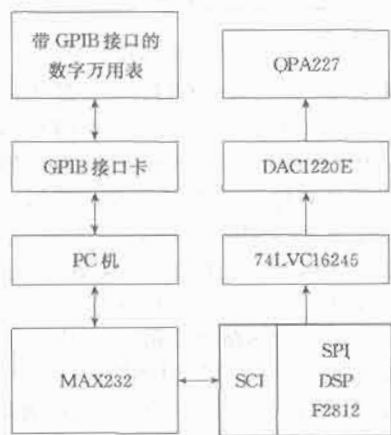


图 3.6-45 线性度测量硬件框图

(2) 线性度测量程序设计包括两方面:一方面是对 DSP 芯片的 C 语言编程,实现与 PC 机的串口通信、完成对 D/A 转换器的控制等功能,程序框图如图 3.6-46 所示;另一方面是 PC 机编程,完成与 DSP 芯片的串口通信进行测试握手,通过 GPIB 接口给电压表发送电压测试命令,对测试数据进行分析得到线性度并显示和存储,程序框图如图 3.6-47 所示。

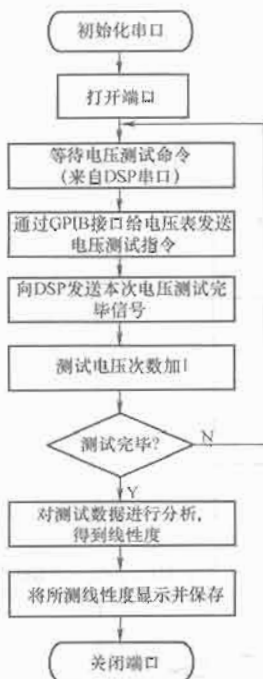


图 3.6-46 线性度测量  
PC 端程序框图

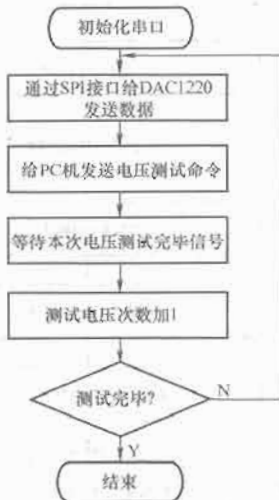


图 3.6-47 线性度测量  
DSP 端程序框图

### 4.3 采用嵌入式系统的控制单元

近年来采用嵌入式处理器作为控制单元得到了越来越多的关注,并得到了越来越广泛的应用。一方面处理器的控制

性能得到改善,内部控制器对于各种标准显示器、键盘、鼠标、存储设备以及各类串并行接口、高速网络的支持,使得系统的整体性能大大提高;另一方面嵌入式系统中大都引入嵌入式操作系统,对任务管理、文件系统、网络通信、人机界面的支持更加强大,开发语言大多采用高级语言如 C 语言,软件的复用性提高,从某种角度说,降低了嵌入式软件开发的难度。

#### 4.3.1 基于 ARM7LPC2148 的便携式抄表器

图 3.6-48 所示为一基于 ARM7LPC2148 的便携式智能抄表系统结构图。抄表器在实际中应用非常广泛,自动抄表系统的目的是自动、集中、定时地抄录各用户的数据量。





USB、LCD。

(5) 通过片内 Boot 装载程序实现在系统编程/在应用编程 (ISP/IAP)。单个 FLASH 扇区或整片的擦除时间为 400ms, 256 字节编程时间为 1ms。

(6) 具有 6 路 PWM 调制输出, 可用于控制蜂鸣器输出不同的声音, 提示系统各类信息。

(7) 具有 USB 2.0 全速设备控制器, 并具有 2KB 终端 RAM。

(8) 提供 8KB 的片内 RAM, 可通过 DMA 访问 USB。

(9) 14 路 10 位 A/D 转换器, 可用于系统电池检测。

(10) 低功耗实时时钟 (RTC) 具有独立的电源和特定的 32kHz 时钟输入, 可用于记录抄表时间。

(11) 多个串行接口, 包括两个 UART (16C550)、两个高速 PC 总线 (400kb/s)、SPI 和具有缓冲作用和数据长度可变功能的 SSP。

(12) 有两种低功耗模式: 空闲和掉电。根据需要设置不同的工作方式, 可降低系统功耗。

便携式抄表器以 LPC2148 控制单元为核心, 主要由电源供给电路、红外通信电路、键盘显示电路、数据存储电路、RS-232 接口电路、USB 2.0 计算机接口电路和能源控制电路等部分组成。其硬件结构如图 3.6-49 所示。

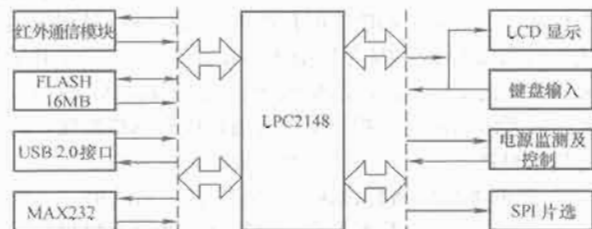


图 3.6-49 抄表器的硬件结构

#### 4.3.2 基于 ARM9 的数据采集器

随着数据记录市场的扩大和用户的增多, 这一领域需要一种价格低廉、功能齐全、性能良好、功耗低、体积小、功能齐全的数据记录系统。随着嵌入式技术的发展, 设计这种廉价的数据采集模块成为可能, 这种模块可以完全脱离 PC 机完成数据采集功能, 并将采集到的数据以标准文本文件保存到 U 盘里, 方便各种形式的应用。

##### 4.3.2.1 硬件系统设计方案

系统硬件结构框图如图 3.6-50 所示。整个硬件系统由主节点 ARM9 单元电路、下位传感器模块和 RS-485 总线构成。

图中, ARM9 单元电路以 S3C2410A 微处理器为核心, 外接 2MB 的 NOR FLASH、32MB 的 SDRAM, 一个 USB HOST 接口用来挂接 U 盘, 一个 RS-232 接口通过 RS-232/485 转换器与 RS-485 总线相连接。下位机包括温度、湿度、光照强度、二氧化碳浓度传感器模块, 负责将传感器的物理信号转换为电信号并采集处理, 以 ASCII 码的形式返回给主节点。

##### 4.3.2.2 软件设计

(1) 驱动程序。由于 S3C2410A 微处理器是基于 ARM920T 内核的, 应用程序不能直接读写硬件的物理地址, 必须借助驱动程序切入操作系统内核来实现对这些物理地址的访问, 所以必须编写相应硬件的驱动程序。

(2) 应用程序。应用程序通过 Linux 下的 C 编程实现, 通信功能遵循 RS-485 协议, 调用



图 3.6-50 系统硬件结构框图

系统函数 write () 定时向下位传感器模块发送命令, 调用系统函数 read () 读取返回的字符串, 通过对字符串的处理, 提取有用信息保存到文本文件中。

应用程序流程图如图 3.6-51 所示。打开串口设备并采集到数据后, 利用 fopen () 打开或者创建一个文本文件, 通过 mount/dev/sda1 挂接 U 盘, 调用系统时间函数 localtime () 来显示时间, 利用 fprintf () 函数按照设定的格式向文件中写入数据。最后编写 Makefile 文件, 利用 GUN 下的 gcc 工具来编译应用程序。

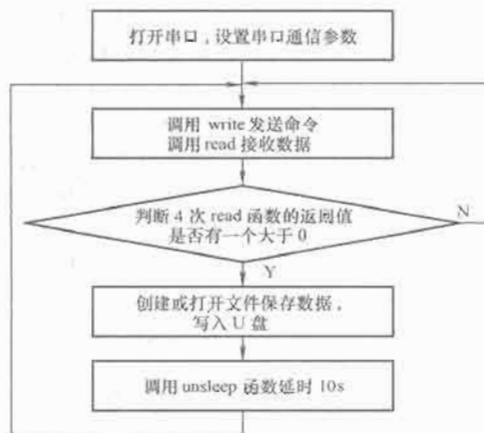


图 3.6-51 应用程序流程图

#### 4.3.3 双处理器结构的控制单元

随着处理器性能的不提高和价格的不断下降, 越来越多的控制单元采用管理与控制双处理器结构, 出现了嵌入式处理器+DSP 控制器、MCU+DSP 以及双 DSP 结构系统, 广泛地应用于变频器、逆变器、多功能分析仪等。

图 3.6-52 所示为一典型的双处理器控制单元实例。管

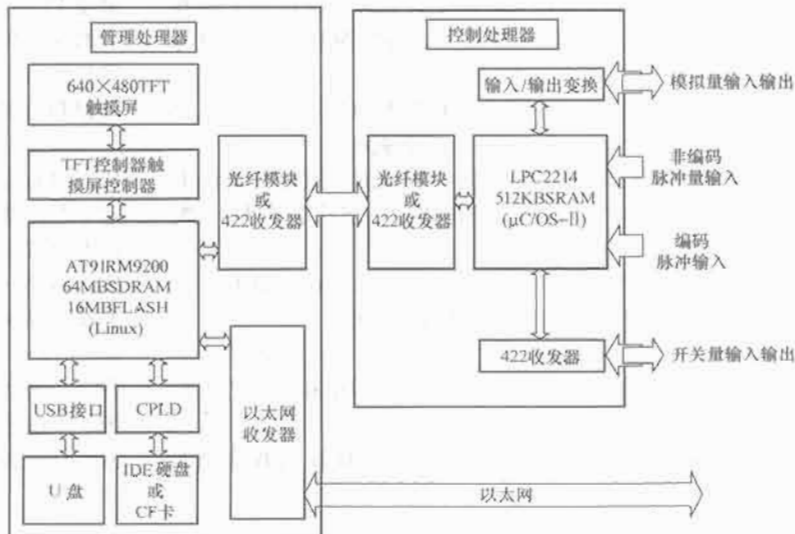


图 3.6-52 典型双处理器控制单元实例

理处理器为 ATMEL 公司一款高性能的工业级嵌入式处理器 AT91RM9200 (内核 ARM9TDMI 基于 ARMv4T 架构), 采用  $\mu\text{C}$  Linux 系统; 控制处理器为 Philips 公司的 LPC2214。这是一款基于支持实时仿真和跟踪的 16/32 位 ARM7TDMI-S 内核的微处理器, 带有 256KB 的高速 Flash 存储器, 极低的功耗, 多个 32 位定时器、8 路 10 位 ADC 及多达 9 个外部中断, 采用开源嵌入式操作系统  $\mu\text{C}/\text{OS-II}$ 。

这种双处理器结构充分发挥了嵌入式系统丰富的通信和人机接口管理功能, 又保证了 DSP 或控制处理器的高可靠性和高速控制性能, 因此被大量用于开发如 PAC 一类的新型嵌入式控制系统。

## 5 可编程自动控制器 PAC

### 5.1 概述

十多年前 Internet 处于起步阶段, 基于 PC 的仪器还没有出现, 那时 PLC 占领了整个自动化领域。即使是今天, 那些使用数字 I/O 进行简单控制的场合, PLC 仍然是最好的选择。

当今的控制系统除了传统的控制功能外, 还需要考虑增加平面/立体视觉 (人机界面)、仪器和分析等全方位的功能。对这些高端应用新一代的可编程自动控制器 (Programmable Automation Controller, PAC) 可以适用。

PAC 的所有的部件均以软件和硬件集成最灵活、最方便、成本最低为出发点, 因此它是跨机械自动化、电气自动化、仪表自动化、计算机等专业的。这些特点使最终用户获得以下益处: 设备的生命周期成本较低, 资产的投资回报率提高, 资产所有者总成本下降。

实质上, PAC 结合了 PC 丰富的功能和 PLC 的高可靠性两方面的优势, 它提供了开放的工业标准、可扩展的领域功能、通用的开发平台和一些高级性能, 是工业自动化领域中比较完善的新兴控制器。

PAC 已跻身于 PLC、IPC、DCS 等工业自动化控制领域, 会在很长一段时期内, 同处一个市场, 各自发挥其作用。

### 5.2 可编程自动控制器 PAC 定义

PAC 是由美国 ARC 咨询集团的高级研究员 Craig Resnick 于 2004 年提出的, 定义如下:

1) 具备更多的功能, 在一个平台上可实现包括逻辑和顺序控制、运动控制、驱动控制、过程控制和人机界面等功能。

2) 具有统一可满足多领域控制要求的开发平台, 采用共用的变量标签 (tagging) 和统一的数据库。

3) PAC 的软件开发可提供按流程或加工过程的设计工具, 设计直接针对若干机器或处理单元, 按状态 (步)、激活状态 (动作块) 和转移条件进行。

4) 具有开放的、模块化构架, 能涵盖工业应用中从工厂的机器设备到过程控制的操作单元的需求。

5) 采用公认的网络接口、编程语言、安全等各种工业标准, 使不同供应商的设备能在网络上 (异型和异构的系统之间) 实现数据交换。

PAC 的含义: 是一种新型的控制器, 该控制器结合了

PC 的处理器、大容量存储器和软件的优势, 以及 PLC 固有的可靠性、坚固性和分布式特性; 它适合于工业化环境, 具有可伸缩性, 易于维护和具有较低的发生故障时间等特性, 使用通用的编程语言、公认的网络接口、统一的数据库, 可实现数据交换, 完成视觉应用、人机界面、数据处理、仪器分析等复杂的功能。

### 5.3 PAC 的特点

1) 和 PLC 一样, 具有灵活坚固的结构, 坚固的外表面和极强的抗冲击和震动指标都使系统具有和 PLC 相同的可靠性。PLC 适合于工业环境, 而且因为模块化, 组合灵活, 具有伸缩性, 更换模块方便, 扩展功能强。

2) 和 PC 机一样, 具有丰富的软件功能: 使用实时操作系统, 在 PAC 平台上可以使用如 RTLinux、PharlapETS、QNX 和 VxWorks 这些实时的操作系统 (RTOS); HMI (人机接口) 的图像显示, PAC 可在不添加额外的触摸屏/嵌入式控制器的情况下实现 HMI 的图像显示; 易用的开发环境, PAC 可以用通用的开发平台编写控制程序, 提供了很大的灵活性, 这些通用开发平台包括 C、C++、Visual Basic、LabVIEW, 甚至是传统的组态软件、梯形逻辑、SFC 等; 可使用内置 Web 服务器、FTP 服务器和 E-mail 功能进行通信。具有多功能实时控制的高级特性: 过程控制进行优化的高级控制, 因为具备 PC 机吉字节容量的 RAM, 可采用优化的 PID、模糊逻辑或神经网络等高级控制算法, 提高控制系统的品质; 控制系统与数据库和网络连接; 网络传送数据对数据加密; 多任务并行处理, 速度快。

3) 控制器性能指标优越: 具有信息存储功能, 可根据指定的时间、方式和数据格式记录数据; 数字 I/O 可以提供 24V 的电压、高达 500mA 的驱动电流和光学隔离; 输入模拟信号的频率可高达 200MHz, 并具有 24 位的分辨率; 视觉应用, 可使用用于视觉应用的模拟、数字摄像机, 在控制程序中集成多种视觉算法, 如模式匹配, 光学字符识别, 颜色匹配, 规格和颜色检测等; 通过各种现场总线互连。

4) 成本较低, 采用了单一的控制单元节省了成本。

### 5.4 PAC 硬件的两种结构

从硬件上来讲, PAC 主要分为两种不同的结构:

1) 以美国 NI 公司为代表的基于 PC 的结构。其特征是其卡件采用了适合工业环境的 PXI 总线, 即用于仪器的扩展型 PCI 总线, 使 PCI 总线的电路特性和 CompactPCI 的坚固的欧卡机械结构相结合。NI、Chroma、LeCroy 和 JTAG 等目前可以提供 1000 多种卡件, 除了一般的 I/O 之外, 运动控制、视觉检测识别等特殊功能卡件是其重要特色。

2) 以 GE-FANUC 的 PACSystem 系统为代表的基于 PLC 背板结构 (VME64 或 PCI 总线) 的 PAC, 其控制引擎建立在标准的嵌入式体系结构之上。其高端的 RX7i 所用的 CPU 为 Intel Pentium III 300MHz (或 700MHz), 其低端的 RX3i 采用 Celeron 300MHz CPU。它选用商用的具有确定性的操作系统, 支持通过标准的通信网络 (如以太网、Profibus、DeviceNet 和 GE 公司的 Genius 网络) 的分布式 I/O 设备。在这个意义上, PACSystem 系统也是基于工业 PC 的系统。不过还要与 GE 原来的 PLC Series 90-70 和 Series 90-30 的 I/O 设备兼容。

## 第7章 分布式控制系统

分布式控制系统 (Distributed Control System, DCS) 是借助于计算机网络对设备和生产过程进行集中管理、分散控制的先进计算机控制系统。在工业系统中, 由于设备地理分布很广, 各工序、各设备并行、相对独立地工作, 或设备庞大, 功能复杂, 需要引入分布式计算机结构。

分布式控制系统的实质就是把一个工业大系统划分为若干个子系统, 分别由若干台控制器控制。但是与分散控制不同, DCS 各子系统间存在一定联系, 通过通信子网将各个局部控制器连接起来, 分工合作实现总目标。基于工业控制网络的分布式控制系统实现了功能和危险的分散, 也为大系统意义上的协调优化控制提供了基础, 而事实上由于控制系统同时采取分级控制结构, 因此在控制系统中也称分级分布式计算机控制系统 (DCCS)。

分布式控制系统可以是基于标准或自组网络自行开发的小型系统, 也可以是在标准网络产品之上的大中型系统。系统以微处理器为基础, 由于早期开发的分散控制系统在体系结构上具有分散式系统的特征, 因此国外取名为分散控制系统。在国内, 习惯上又把商业化水平较高、批量、成套系统称为 DCS, 简称集散控制系统, 或集散系统。不同厂家产品可以提供不同规模的系统产品。

### 1 工业控制网络概述

#### 1.1 工业控制网络的特点

工业控制网络技术来源于计算机网络技术, 与一般的信息网络原理相近, 但又有其不同之处。工业控制系统特别强调可靠性和实时性, 数据通信要求与实时响应的事件配合, 具有很高的数据完整性; 网络要求在电磁干扰和有地电位差的情况下也能正常可靠地工作, 因此需要采取专门的措施。具体来讲, 工业控制网络特点如下:

(1) 数据传输的及时性和系统响应的实时性高。

一般来讲, 过程控制系统的响应时间要求为 0.01~0.5s, 制造自动化系统的响应时间要求为 0.5~2.0s; 信息网络的响应时间为 2.0~6.0s, 在信息网络的大部分传输中, 实时性要求很低。

(2) 既要能适应恶劣的工作环境, 又要能保证其通信信号的可靠性。

工业控制网络设备应具有在高温、潮湿、振动、腐蚀, 特别是在电磁干扰等工业环境中长时间、连续、可靠、完整地传送数据的能力, 并能够抗工业电网的浪涌、跌落和尖峰干扰。在可燃和易爆的场合, 控制网络还应具有本质安全的性能。

(3) 信息流量小, 流向以纵向 (级间) 为主, 横向 (分布) 为辅。

(4) 通信协议复杂, 标准化进程较为缓慢。

网络上的站点 (执行器、传感器、控制器等) 常会动态变化, 增加或更换, 网络本身具有扩展和延伸的能力, 但是各产品采用的标准不同, 使多家公司产品和系统在同一网络

中相互兼容、相互操作问题的解决变得复杂。

#### 1.2 工业控制网络的基本要素

工业控制网络主要为控制系统的现场控制层和监控层服务。

现场控制层的主要设备有执行器、传感器、数字调节器、多功能控制器、远程 I/O 设备、可编程逻辑控制器等。控制设备从传感器读取数据, 执行控制算法, 发送输出给最终的执行元件。在该层的通信协议可以是各种非标准专用总线, 如主从式 RS-485、三菱公司的 CC-Link、OMRON 公司的 Controller Link 等, 也可以是标准现场总线, 如 CAN、Profibus 等。

监控层的主要设备包括 HMI、PLC 通信接口模块、以太网接口模块、IPC、普通用途的 RTOS。监控层完成的典型功能包括操作人机接口、异常报警、管理控制功能和历史数据收集等。

#### 1.3 开放系统互连参考模型

计算机网络是由多种计算机和各类终端设备通过通信线路连接起来的复杂系统。自 20 世纪 70 年代以来, 随着计算机工业的迅速发展以及互连通信要求的不断提高, 各计算机生产厂家在各自计算机硬件系统的基础上, 纷纷开发出各自的计算机通信设备、通信协议和通信系统体系结构。由于在编码方式、数据格式、同步控制、交换方式等方面的不同, 各生产厂家的网络机制彼此互不兼容, 计算机互连极为困难。为了使不同厂家、不同结构的系统能够顺利互连, 使用户能从不同的制造厂商获得兼容的设备来集成应用系统, 要求各通信系统必须遵守相同的规则和约定。这在客观上需要建立一系列标准化的网络机制, 定义一整套关于接口、服务、协议的规范要求, 供制造厂商执行统一的标准和体系结构。

正是由于以上需求的驱动, 国际标准化组织于 1983 年正式颁布了开放系统互连参考模型 OSI/RM 的国际标准 ISO 7498, OSI/RM 是一种中立, 不受任何厂家约束与限制的理想模型。

##### 1.3.1 层次结构

计算机通信涉及不同地域的站点、不同厂家的硬件、不同的通信规则, 如果企图用一个协议来规定通信的全过程, 该协议将会因极其杂乱而无法实施。因此, 与处理其他的复杂系统一样, 计算机网络体系的设计也采用了层次化的方法, 把计算机网络体系的功能分解, 并相应地把协议划分成若干个层, 使得每层协议实现一个子功能。

分层时通常应遵循以下原则:

(1) 层数不能太少, 以避免不同的功能混杂在同一层, 使每层协议过于复杂。

(2) 层数也不能太多, 否则体系结构会过于庞大, 从而造成系统结构的繁杂而难以驾驭。

(3) 相似的功能集中在同一层内, 每层实现的功能应非

常明确。

(4) 每一层只与它相邻的上、下层发生关系, 选择的层次边界应使通过接口的信息量尽可能少。

(5) 不同站点的同等层按照协议实现对等层的通信。

依据以上原则, OSI/RM 把开放系统的通信功能划分为 7 个层次, 从链接物理介质的层次开始, 分别赋予 1, 2, ..., 7 层的顺序编号, 各层的名称、主要服务内容参见表 3.7-1。物理层、数据链路层和网络层通常被称作媒体层, 它们定义了通信传输协议, 是网络工程师所研究的对象; 传输层、会话层、表示层和应用层则被称作主机层, 它们定义了通信处理协议, 是用户所面向和关心的内容。

表 3.7-1 OSI/RM 参考模型层次

层次	名称	英文名称	主要服务内容
7	应用层	Application Layer	应用程序: 标准对象和类型、配置属性、文档转移、网络服务
6	表示层	Presentation Layer	数据解释: 网络变量、应用、报文、外来帧
5	会话层	Session Layer	远程行动: 对话、远程程序调用、连接恢复
4	传输层	Transport Layer	端到端可靠性: 端到端确认、业务类型、包排序、双重检测
3	网络层	Network Layer	目的地寻址: 单路传输和多路传输、目的地寻址、包路由选择
2	数据链路层	Datalink Layer	介质访问和组帧: 组帧、数据编码、校验、介质访问、冲突检测
1	物理层	Physical Layer	电互连: 截至特定细节、收发器类型、物理连接

OSI/RM 是在国际标准化组织 ISO 和 CCITT 的共同努力下为实现开放系统互连制定出来的分层模型, 其目的是为异种网络互联提供一个共同的基础和标准框架, 并为保持相关标准的一致性和兼容性提供共同的参考, 它强调了通信系统连接的开放特性。事实上, OSI 模型本身并没有对每层的数据传输标准做出严格的规定, 也没有确切地描述用于各层的协议和服务, 而仅仅是定义了每一层应该做什么, 提供了概念上和功能上的网络体系框架。不过 ISO 已经为各层另外制定了标准, 是作为独立国际标准公布的, 并不是参考模型的一部分。

### 1.3.2 信息流动过程

图 3.7-1 所示为 OSI 参考模型的基本结构, 同时也说明

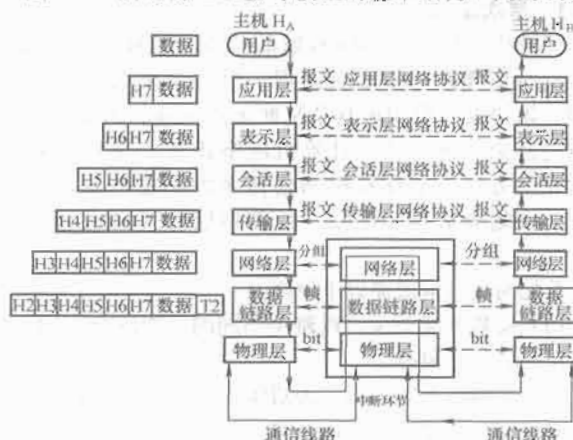


图 3.7-1 OSI 参考模型及其信息流动情况

了信息在 OSI 模型中的流动情况。

其中以  $H_A$  和  $H_B$  两个主机的数据通信为例, 设主机  $H_A$  的用户要向  $H_B$  的用户传送数据。此用户的数据首先传送到本机的应用层, 这一层在接收到的用户数据前附加应用层控制信息  $H_7$ , 形成数据报文, 并把该报文传送到下一层即表示层; 表示层在报文前面再附加表示层的控制信息  $H_6$ , 然后把新报文传送给会话层……如果采用分组交换的数据传输技术, 网络层把报文分成若干个适当大小的数据分组, 在每个分组的头部附加控制信息, 然后把分组逐个传送到数据链路层; 当数据链路层接收到由网络层传送来的信息以后, 在头和尾分别附加上控制信息  $H_2$  和校验信息  $T_2$ , 形成数据帧, 数据帧最后按位 (bit) 由物理层经过传输介质发送到对方。

$H_B$  主机接收以后, 按相反的方向由下往上一层一层地去掉附加在数据上的控制信息, 用户数据在  $H_B$  的应用层得到最终的还原, 传送到  $H_B$  的用户进程。

从以上的分析可以看出, 除物理层外,  $H_A$  和  $H_B$  中的其余各相应层之间均不存在直接的通信关系, 而是通过对应层的协议来进行逻辑上的通信。主机之间只有物理层有物理的连接。

### 1.3.3 各层的主要功能

#### 1.3.3.1 物理层

物理层是 OSI 参考模型的最低一层, 也是唯一在两台设备同级层之间直接进行数据交换的一层。物理层负责传输二进制位流, 它的任务就是为数据链路层的数据通信提供一个物理连接。

图 3.7-2 中的数据终端设备 DTE 是指有一定数据处理能力的发送、接收设备, 如计算机、终端等。数据电路连接设备 DCE 则是数据通信设备或电路连接设备, 如调制解调器等。数据传输通常是经过 DTE→DCE→传输介质→DCE→DTE 的路径。



图 3.7-2 物理层的互连

物理层主要约定电气和机械特性, 如传输线上的数字信号电平标准、数据传输速率、最大传输距离、单/双工通信方式, 以及如何提供建立、保持、断开物理连接信道的条件, 连接器和接点数, 信号定义和特性等。

#### 1.3.3.2 数据链路层

数据链路层是 OSI 参考模型的第二层, 它用于建立、保持、断开物理连接信道, 构成一段点到点的数据传输通路。它一方面加强物理层的位流传输功能, 另一方面为网络层提供设计良好的服务接口, 使之对网络层显示为一条无错误线路, 从而实现在相邻节点之间进行透明高可靠的数据传输。数据链路层应具备如下功能。

(1) 为网络层提供服务。数据链路层为网络层提供的基本服务就是将来自网络层的数据传输到目的节点的网络层, 通常可以有三种基本服务:

1) 无确认的无连接服务: 数据发送前双方没有先建立连接, 源节点向目的节点发送独立的帧, 目的节点对收到的帧也不进行确认答复。如果发生帧丢失, 数据链路层不做努力去恢复它, 恢复工作由上层完成。这类服务一般用于误码率低或传输实时要求高, 数据延迟比数据损坏影响更严重的场合。



2) 有确认的无连接服务: 这种服务在发送数据前仍然不建立连接, 但是所发送的每一帧都要进行单独确认, 如果在某个规定时间内帧没有到达, 那发送方就必须重新发送该帧。这类服务一般适用于无线系统这类不可靠的信道。

3) 有确认的有连接服务: 它为网络层提供了可靠的位流传输服务。在传送数据前, 源节点和目的节点先要建立一条连接, 在该连接上发送的每一帧都被编号, 数据链路层保证所发送的每一帧都确认已经被收到, 传送结束后断开连接, 释放用于维护连接的变量、缓冲区及其他资源。

(2) 传输数据的帧化处理。由于物理层仅仅负责接收和传送二进制流, 并不关心它的意义和结果, 所以建立和识别帧边界只能由数据链路层来实现。发送方依靠数据链路层把需要传输的数据进行帧化处理, 把从网络层来的数据按照一定的格式分割成若干个帧, 然后以帧为单位顺序发送。每个帧包括一定数量的数据、顺序编码和控制信息, 其典型长度为几百个字节, 所以数据链路层协议又称为帧传输协议。

(3) 差错检测和流量控制。为了数据帧的可靠传输, 数据链路层需要实现的另一个重要功能是解决数据帧在传输过程中的损坏、丢失和重份等问题, 在计算机网络中最常用的是检错重发。

当发送方运行在一个相对快速或者负载较轻的机器上, 而接收方运行在一个相对慢速或者负载较重的机器上时, 即使传送过程中毫无差错, 接收方也可能因无力处理而丢弃一些帧。因此, 数据链路层还必须具备信息流量的调节机制, 保证不会因收/发双方不同的处理速度而影响数据的正常传输, 解决该问题的方法通常是采用某种反馈机制。

总之, 发送站点数据链路层的具体工作是接收来自高层的数据, 并将它加工成帧, 然后经物理通道将这些帧按顺序发送给接收站点。当数据帧到达接收站点时, 接收站点的数据链路层首先检查校验信息和头、尾控制信息, 确认接收的数据无误以后, 将数据部分送往高层。数据链路层的作用就是通过一定的手段把一条可能出错的物理链路转变成让网络层看起来就像是一条不出差错的理想链路。在独立的链路产品中最常见的当属网卡, 网桥也是链路产品。

#### 1.3.3.3 网络层

网络层是 OSI 七层协议模型中的第三层, 亦称为通信子网层, 是通信子网与高层的边界。它以数据链路层提供的无差错传输为基础, 向高层(传输层)提供两个主机之间的数据传输服务。网络层提供的服务应该按照以下目标设计, 即服务和通信子网无关, 对传输层隐蔽通信子网的数量、类型和拓扑结构。

(1) 数据交换技术: 网络层的数据交换方式按照传输过程中数据流在中继节点上的转接方式的不同分为线路交换方式和存储转发方式, 存储转发方式又可以分为报文交换和分组交换。交换网络和分组交换网络的比较见表 3.7-2。

表 3.7-2 交换网络和分组交换网络的比较

项 目	线路交换	分组交换
独占通道	是	不是
可用带宽	固定	不固定
本质上浪费带宽	是	不是
存储转发传输	不是	是
每个分组走同一通道	是	不是
呼叫建立	需要	不需要
拥塞出现时间	建立时	每个分组都可能

在控制网络中一般只采用简单交换技术, 复杂交换技术详见本篇第 8 章。

(2) 网络层的主要功能: OSI 参考模型规定网络层的主要功能有报文分组、路由选择、拥塞控制等。

1) 报文分组: 来自数据终端的用户数据可能是一份很长的报文, 网络层将来自上层的报文分为一定长度的分组, 每一个分组中包括一个分组头, 并在其中标识源节点、目的节点的地址, 分组的顺序号和其他控制信息, 以保证在接收端能够将分组还原为完整的报文。

2) 路由选择: 在点一点连接的通信中, 信息从源节点出发可能要经过许多中继节点的存储转发, 或者要经过若干个通信子网才能到达目的节点。网络层的核心功能便是根据源节点和目的节点的地址来获得传输路径, 当两个节点之间有多条路径存在时情况更为复杂。

3) 拥塞控制: 网络层的拥塞控制主要是控制子网中的通信量, 以防止因存在太多的分组, 而造成通信网络性能下降。解决网络拥挤的方法是流量控制, 即动态分配通信网络中的网络资源。根据交换网的状态可以给每个分组选择不同的空闲路由, 从而产生动态网络负荷, 防止出现因为某一路由过忙而不能转发的情况。

#### 1.3.3.4 传输层

OSI 协议模型的第四层是传输层。如果从面向通信和面向信息处理的角度进行分类, 传输层一般划在低层; 如果从用户功能与网络功能的角度进行分类, 传输层又被划在高层。在网络分层结构中, 传输层起着承上启下的作用。设立传输层的目的是在使用通信子网提供服务的基础上, 在端对端之间提供经济、可靠、透明的报文传输服务, 使会话层以上的高层看不见传输层以下的通信细节, 也不必知道通信子网的存在。为此 OSI 参考模型中会话层以上的高层只要处理进程间信息的生成、表示及顺畅的对话, 高层生成的信息传送到传输层后, 传输层应该经过网络层、数据链路层和物理层确保把它正确地传送到接收端。传输层面对的数据对象已不是网路地址和主机地址, 而是和会话层的界面端口。

传输层实现的部分功能和数据链路层十分相似, 它们都要解决差错控制、分组顺序、流量控制和一些其他问题, 其最终目的是为会话层提供可靠的、无误的数据传输。

#### 1.3.3.5 高三层

OSI 参考模型的高三层包括会话层、表示层和应用层。

(1) 简单地说, 会话层的主要功能是向会话的应用进程提供会话组织和同步服务, 对数据的传送提供控制和管理。会话层负责在两个相互通信的实体之间建立、组织、协调及交互。所谓实体(Entity)泛指任何可以发送或接收信息的软件或设备, 如终端、数据库管理程序、电子邮件系统等。

会话层与传输层有明显区别。传输层协议负责建立和维护端到端之间的逻辑连接, 其服务比较简单, 目的是提供一个可靠的传输服务。但是由于传输层可能涉及的通信子网的类型很多, 并且不同子网的通信服务质量差异很大, 这就造成了传输协议的复杂性。会话层在发出一个会话协议数据单元时, 传输层可以保证将它们正确地传送到对方的会话实体, 但为了达到为各种应用进程服务的目的, 需要会话层为信息交换定义各种服务。

(2) 表示层的作用是为两个应用层实体提供抽象语法交换报文的途径, 保证所传输的数据经传送后其含义不改变。值得一提的是, 表示层以下的各层只关心可靠的位流传递, 而表示层关心的是所传输信息的语法和语义。

(3) 应用层是直接面向用户的一层, 是计算机网络与最

终用户间的界面,也是作为用户使用 OSI 功能的唯一窗口。从功能划分看,OSI 的低 6 层协议解决了支持网络服务功能所需的通信和表示问题,而应用层则提供完成特定网络服务功能所需的各种应用协议。

#### 1.4 DCS 与 FCS

DCS 是随着现代计算机 (Computer) 技术、通信 (Communication) 技术、控制 (Control) 技术和图形显示 (CRT) 技术的不断进步及相互渗透而产生的,是 4C 技术的结晶。它既不同于分散的仪表控制系统,也不同于集中式的计算机控制系统,而是在吸收了两者的基础上发展起来的具有崭新结构体系和独特技术风格的新型自动化系统。DCS 通过计算机网络将每个分散的过程控制装置和各种操作管理装置有机结合起来。它不仅具有先进可靠的控制性能和集中化的监控、操作功能,而且还有强大的信息处理能力和数据交换能力以及灵活的构成方式,因而能够适应工业生产过程的各需要,表现出顽强的生命力和优越性。

现场总线控制系统 (Field Control System, FCS) 是新一代的分布式控制系统,它改进了 DCS 成本高和由于各厂商的产品通信标准不统一而造成的不能互连等弱点,采用集管理、控制功能于一身的工作站与现场总线设备的二层结构模式,把原 DCS 控制站的功能分散到智能型现场设备中去。每个现场设备 (例如控制器、变送器、执行器) 都作为一个智能节点,都带 CPU 单元,可分别独立完成测量、校正、调节、诊断等功能,靠网络协议把它们连接在一起统筹工作,这种彻底的分散控制模式使系统更加可靠。

FCS 的核心是现场总线,它将当今网络通信与管理的概念引入工业控制领域。从本质上说,现场总线是一种数字通信协议,是连接智能现场设备和自动化系统的数字式、双向传输、多分支结构的串行通信网络。FCS 代表了今后工业控制体系结构发展的重要方向。

## 2 现场通信总线与 DCS 组网

第 2 章中介绍的控制计算机微处理器和通信控制器解决了工业控制网络中应用层和链路层及以上各层的通信协议和通信控制。处理器和控制器直接连接的是标准电平,连接长度一般为米级。为了较好地解决地理上分散的系统通信,通信系统应用还必须解决通信收发的驱动、调制解调、抗扰甚至电气隔离问题。

现场通信网络一般采用总线拓扑结构,用于现场数字设备、现场控制器、控制室内的各控制设备、管理计算机之间的连接。当用于直接支持全分散、全数字化、智能、双向、互连、多变量、多点、多站的通信网络时,又称现场总线 (Field Bus)。IEC 对现场总线一词的定义为:“现场总线是一种应用于生产现场,在现场设备之间、现场设备与控制装置之间实行双向、串行、多节点数字通信的技术”。这是由 IEC/TC65 负责测量和控制系统数据通信部分国际标准化工作的 SC65/WG6 定义的。

#### 2.1 长线收发器

控制网络一般采用中低速度进行通信,在实际应用中,往往需要借助长线收发技术实现远距离通信。例如采用 RS-232 异步串行通信是电气自动化系统两级计算机控制常用的通信方式。其远距离传输通常有下列三种方式。

(1) 转换成电流环传输,它要求成对使用,传输距离最远

可达 5km。这种产品是隔离型的,速率限制在 38.4kb/s 以下。

(2) 转换成 RS-485 的格式,传输距离可达 1.2km 以上。如通信距离还不够远,可加若干级中继,直到满足用户的距离要求。这种传输方案实施时操作简易、成本低,应用最广,是最实用的方法。

(3) 转换成光信号通过光纤传输,传输距离最远可达 100km。这种传输方案技术先进,但用于基带通信的成本相对较高。

##### 2.1.1 基本特性

采用 RS-232 接口单端信号传送方式,通信距离短,很大程度上限制了计算机的应用范围。吸取 RS-422、RS-485 接口的优点,将 RS-232 接口转换成双端平衡传送和差分接收方法,并对信号进行光电隔离,实现延长 RS-232 通信距离和抗干扰保护能力是长线收发器的目的。

长线收发器也被称为串口泵。国内产品较多,德阳四星电子技术开发中心研制的 SC-232 是此类产品的典型之一,它外形采用 DB25 转接盒,外插 RS-232 串口,外形如图 3.7-3 所示。

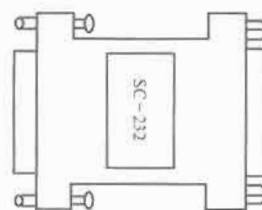


图 3.7-3 SC-232 长线收发器外形

- 1) 外形尺寸: 60mm×50mm×17mm。
- 2) 质量: 40g。
- 3) 工作温度: (-40~+85)℃。
- 4) 工作湿度: 0~95%。

##### 2.1.2 工作原理

影响 RS-232 正常通信的因素主要有电磁辐射干扰 (噪声干扰) 和电源干扰 (串扰), 如图 3.7-4 所示。电磁辐射干扰主要来自于工业现场的各种用电器, 它在通信电缆线上产生感应电动势等噪声干扰, 使系统不能正常工作。电源干扰的主要原因是设备的电源电路不够理想, 如两台设备所用的电源不同相, 设备接地不好, 或者两台设备处在不同的电力分布网, 地电位不同等原因使两台设备之间产生地电位差而形成串扰。另外高压干扰信号不仅会影响正常通信, 而且足可损坏接口电路, 因此需要进行电气隔离。



图 3.7-4 RS-232 通信过程中的干扰信号

如图 3.7-5 所示, SC-232 系列光隔离长线收发器是将 RS-232 接口的数据传送方式转换成双端平衡信号传输, 并用高速光隔离器件将两台设备隔离开, 在差分接收器接收到双端平衡信号后, 再还原成 RS-232 信号送至 RS-232 接口。

由于采用双端平衡传输和差分接收, 使得加在两根导线上的干扰信号可以相互抵消而不影响正常信号的传输, 因而有效地克服了噪声干扰。同时由于光隔离器的作用, 使得两台通信设备之间的地电位差  $E_g$  不会对信号有任何影响, 从而彻底解决了通信中的串扰和噪声干扰。经实测, 使用长线收发器后在波特率为 9600b/s 时通信距离可达 2km, 若降低通信速率, 则可相应延长通信距离。

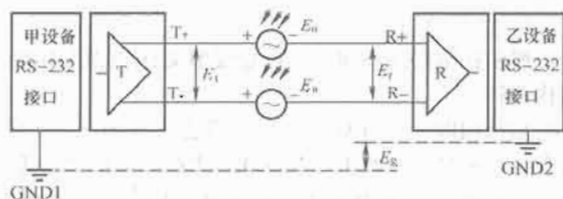


图 3.7-5 SC-232 通信信号传输原理

### 2.1.3 串口自供电技术

有些长线收发器借助外部直流电源，但更为简单的是利用充电泵的串口自供电技术。

如图 3.7-6 所示，其中 Tx/D、RTS、DTR 是 RS-232 的输出信号，每根信号线可提供约 9mA 的输出电流，通信时其电压在 (+10~-10)V 之间跳变，通信停止后其电压极性不定，但开机上电时全部为 -10V。这三个信号经 D1~D6 全波整流和 C1、C2 滤波后得到 +9V 和 -9V 直流电压，若是开机上电状态则只有 -9V 电压。IC1 和 IC2 分别是负电压到正电压转换器和正电压到负电压转换器，可将输入电压转换极性并升压，这样无论 Tx/D、RTS、DTR 是什么极性，都能在 DW1 和 DW2 端得到 +9V 和 -9V 的稳定电压。其输出的工作电压不需软件做任何设置，适合所有应用软件。其实只需以上任意一根信号线即可满足要求。

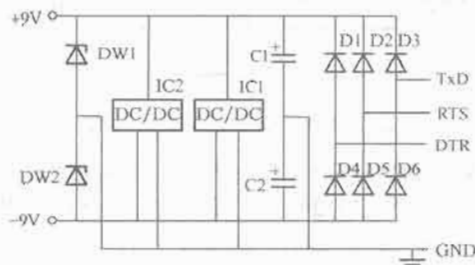


图 3.7-6 串口自供电原理

### 2.1.4 瞬态电压干扰接口保护

由于采用平衡差分传输方式，因而具有良好的抗电磁干扰能力，光电隔离电路能有效地抑制地电位差的干扰。另外采用屏蔽电缆对抑制射频干扰很有效，但屏蔽电缆线的电容较大，会相应降低通信速率。除上述常见的干扰因素外，瞬态电压干扰也是威胁通信接口安全的因素。

瞬态电压抑制器 TVS 是一种高效能的电路保护器件，外形及符号同普通稳压管。所不同的是，它是一种特制的齐纳二极管，能经受高达数千伏的脉冲电压和数十安甚至数百安的浪涌电流，能承受的功率高达数千瓦。同时 TVS 具有极小的极间电容，并不会影响信号的正常传输。

图 3.7-7 所示为采用 TVS 的保护电路。在发送端和接收端各采用三个 TVS 单元，分别对线路之间、线路对地之间的瞬态电压干扰进行抑制，消除由于强电进入而发生通信口被损毁的现象，从而有效地保证整个通信系统的安全运行。

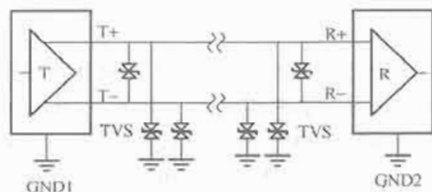


图 3.7-7 瞬态电压保护电路

## 2.2 调制解调器

控制系统可利用调制解调器在公共电话网上实现远程通信。在发送端使用调制器（Modulator）把数字信号转换为模拟信号（该模拟信号携带数据信号，称为载波信号），模拟信号经通信线传送到接收方，接收方再用解调器（Demodulator）把模拟信号变为数字信号。大多数情况下，调制器和解调器合在一个装置中，称为调制解调器（Modem）。

调制解调器由发送、接收、控制、接口、操纵面板及电源等部分组成。

在通信中，Modem 起着传输信号的作用，是一种数据通信设备（Data Communication Equipment），简称 DCE 或数传机（Dataset），接收设备和发送设备称为数据终端设备（Data Terminal Equipment, DTE）。加入 Modem 后，通信系统的结构如图 3.7-8 所示。



图 3.7-8 Modem 工作原理图

数据终端设备以二进制串行信号形式提供发送的数据，经接口转换为内部逻辑电平送入发送部分，经调制电路调制成线路要求的信号向线路发送。接收部分接收来自线路的信号，经滤波、反调制、电平转换后，还原成数字信号送入数据终端设备。

Modem 通常有三种工作方式，包括挂机方式、通话方式、联机方式。电话线未接通是挂机方式；双方通过电话进行通话是通话方式；Modem 已连通，进行数据传输是联机方式。

常用的调制方法有三种，包括频移键控（FSK）、相移键控（PSK）、相位幅度调制（PAM）。

(1) 频移键控（FSK）：用特殊的音频范围来区别发送数据和接收数据。如调频 Modem Bell-103 型发送和接收数据的二进制逻辑专用频率规定，发送时信号逻辑 0 对应频率 1070Hz，信号逻辑 1 对应频率 1270Hz；接收时信号逻辑 0 对应频率 2025Hz，信号逻辑 1 对应频率 2225Hz。

(2) 相移键控（PSK）：高速的 Modem，如调相 Modem Bell-212A 型，常用 4 相制和 8 相制，而 4 相制是用 4 个不同的相位表示 00、01、10、11 4 个二进制数。该技术可以使 300b/s 的 Modem 传送 600b/s 的信息，因此在不提高线路调制速率仅提高信号传输速率时很有意义，但控制复杂，成本较高。8 相制更复杂。

(3) 相位幅度调制（PAM）：为了尽量提高传输速率，不提高调制速率，采用相位调制和幅度调制结合的方法。它可用 16 个不同的相位和幅度电平，使 1200b/s 的 Modem 传送 19200b/s 的数据信号。这种 Modem 一般用于高速同步通信中。

56kb/s 的高速 Modem 是常用调制解调器，它是 1997 年才开始上市的拨号高速调制解调器，采用完全不同于 33.6kb/s 的调制解调技术，其工作原理和使用要求与 33.6kb/s 的高速 Modem 相比也有一定的区别。

V.90 是 ITU（国际电信联盟）制定的一个 56kb/s 数据传输标准，使得调制解调器能够在标准公用电话交换网



(PSTN) 上以高达 56kb/s 的速率接收数据。借助于开发多数 Internet 和联机服务提供商业已使用的到 PSTN 的数字连接能力, V.90 克服了传统模拟调制解调器的理论速度极限。通过使用如 V.42bis 这样的压缩方案, V.90 还能进一步提高数据吞吐能力。

V.90 的编码保证数字 (即服务器端) Modem 发送的数据是以二进制数字的形式在 PSTN 上传输。为了满足规定条件, V.90 数字 Modem 必须以电话网的速度 (8000Hz) 向客户端的 ADC 发送数据 (每次 8 位), 即 Modem 的采样速度必须与电话网的采样速度相同。

V.90 Modem 的任务就是鉴别 256 个可能的电压值, 并将其还原为 8000PCM 码/s。如果它真的能够做到这一点, 则下载速度将接近于 1kb/s ( $8000 \times 8b/code$ )。

V.90 需要满足如下条件:

(1) 连接的一端必须是数字线路, 即“干线”端通道化的 T1、ISDN PRI/BRI 线路。

(2) 两端都支持 V.90 协议。

(3) 只进行一次模/数转换。在 V.90 模拟 Modem 和 V.90 数字 Modem 间的呼叫通路所涉及的电话网中, 只能进行一次模/数转换。如果线路是通道化的 T1, 则转换只能发生在“干线”侧, 而不能是“支线”侧。电话公司所提供的“支线”侧服务通常附加一次模/数转换。V.90 连接技术使用一条双向通道, 包括上行通道和下行通道。因为在数/模转换过程中没有任何信息丢失, 所以 V.90 客户端 Modem 的下行 (接收) 通道可以达到更高的传输速度。而 V.90 客户端 Modem 的上行 (发送) 通道必须要经过一次模/数转换, 从而传输速度受限于 V.34。

## 2.3 DCS 组网

### 2.3.1 DCS 基本原理

分散型控制系统 (Distributed Control System, DCS) 是 20 世纪 70 年代中期出现并迅速发展起来的先进控制设备, 是汇集计算机技术 (Computer)、通信技术 (Communication)、显示技术 (CRT)、控制技术 (Control) 于一体的 (又称 4C) 先进控制系统, 具有控制功能完善、操作方法简单、安全可靠性和性能价格比好等特点, 因此, 在电厂控制方面的应用得到迅速发展。

分布于生产过程流程各部分的以微处理器为核心的过程控制站, 分别对部分工艺流程进行控制, 并通过数字通信线路与在中央控制室里的监控操作站和计算机管理系统连网。操作员通过监控操作站的 CRT 终端, 可以对全部生产过程的工况进行监督控制和操作。监控级中设有用于数学模型或先进控制策略运算的监控计算机, 适时地给各过程控制站发出控制信息, 调节运行工况。管理计算机负责全厂的生产、计划、财务和仓库等的管理。这样一个系统就是分散型控制系统 (DCS), 它实现了分散控制和集中监视操作与管理的有机结合, 成为新一代自动化系统产品的代表。

### 2.3.2 DCS 的组网模式

分散型控制网络的上层一般为 WAN、LAN、Internet 或 Intranet, 下层可以是现场总线或以太控制网络; 下层通过 IP 路由器与上层网络连接。

分散型控制系统 (DCS) 一般采用三种拓扑结构: 星型、总线型和环型。通信线路采用串行或者并行总线。由于总线结构和网络拓扑结构的不同, 分布式计算机控制网络有很多组织模式。

#### 2.3.2.1 并行总线型

依照拓扑结构的不同, 并行总线型又有星型结构和总线型结构两种。

星型结构以上位计算机为中心节点, 如图 3.7-9 所示。其特点是, 星型结构的中心节点既是主控计算机又是通信主节点。主控计算机采用主从方式管理通信, 简单且容易实现, 通信速度快。但是这种方案所需的信道昂贵, 适用于对通信速度要求高, 地理上又比较集中的场合。

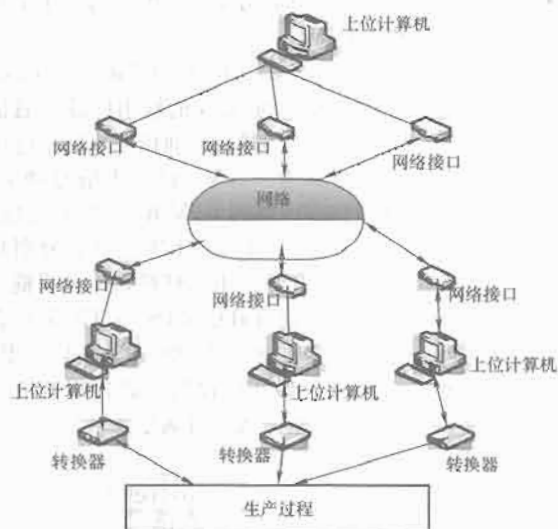


图 3.7-9 并行总线星型结构

总线型的结构如图 3.7-10 所示。总线型结构的信道费用明显下降, 但是信道管理比较复杂, 既可以采用主从方式, 也可以采用分散方式管理信道。

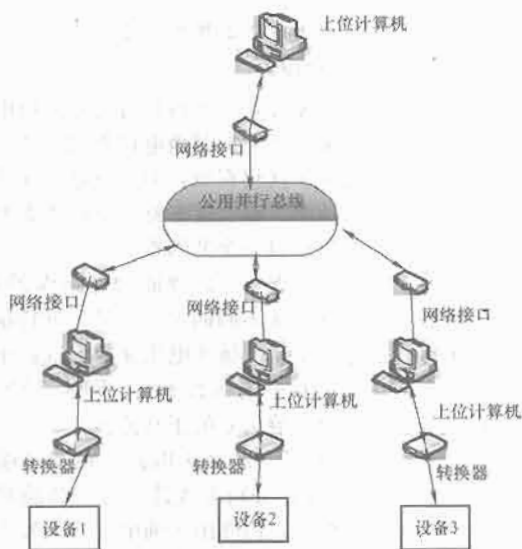


图 3.7-10 并行总线总线型结构

#### 2.3.2.2 串行总线型

这类结构中通信线路为串行总线, 也分为星型结构和总线型结构两种。星型拓扑结构以上位机为中心节点, 如图 3.7-11 所示。这类结构的特点是信道费用低, 如果选用 RS-422 或者 RS-423 电气标准, 通信距离可达 1.5km。以星型中心节点为主, 实行主从方式管理通信, 这是小型分散型控制系统经常采用的方式。

总线型结构如图 3.7-12 所示。



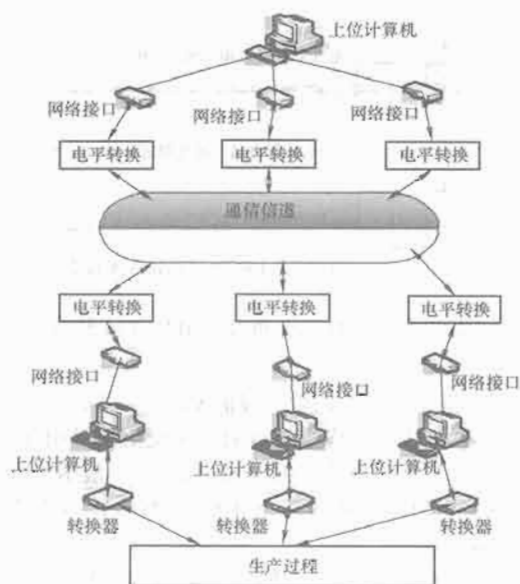


图 3.7-11 串行总线星型结构

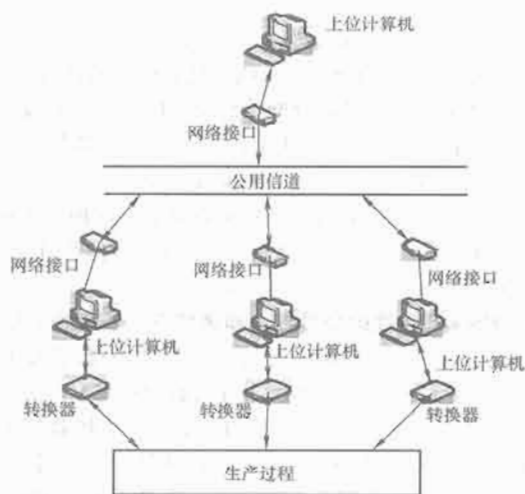


图 3.7-12 串行总线总线型结构

### 3 基于自组网 (Ad-hoc) 技术的分布式控制系统

自组网系统的最大特点就是专用、非标准化协议，物理层可以利用各种流行的手段，如无线以太网、蓝牙无线通信、无线移动通信 (GPRS/CDMA 或短信协议)，但经典成熟的方法仍以简易 RS-485 总线和工业以太网为主，直接控制链路层，在此基础上设计应用层协议。

电气传动控制系统自组网应用，主要有两大类：一类系统利用微控制器/DSP 本身提供的多机工作模式 (多数 MCU) 或配置的通信控制器 (如 CAN、Bitbus 等)，构成可靠的中低速通信网，形成上下两级多机分布结构；另一类就是利用高速的工业以太网构成分布总线结构，传送大容量信息包的系统，甚至连管理信息网、互联网。

#### 3.1 中低速现场通信系统

计算机控制系统现场通信网络多采用中低速现场通信系统，其中最经典可靠的当属 RS-485 总线。如现场总线 CAN、Profibus、Interbus-S 以及 ARCNet 的物理层都基于 RS-485 总线。

##### 3.1.1 EIA RS-485 串行接口标准

RS-485 是在 EIA RS-422 标准的基础上研究改进的一种

支持多节点、远距离和接收高灵敏度的总线标准。RS-485 的远距离、多节点 (32 个) 以及传输线成本低廉的特性，使得 EIA RS-485 成为工业应用中数据传输的首选标准。

RS-485 标准采用平衡式发送、差分式接收的数据收发器来驱动总线，具体规格要求如下：

- 1) 接收器的输入电阻  $R_{in} \geq 12k\Omega$ 。
- 2) 驱动器能输出  $\pm 7V$  的共模电压。
- 3) 输入端的电容大于等于  $50pF$ 。
- 4) 在节点数为 32 个，配置了  $120\Omega$  的终端电阻的情况下，驱动器至少还能输出电压  $1.5V$  (终端电阻的大小与所用双绞线的参数有关)。
- 5) 接收器的输入灵敏度为  $200mV$  [即  $(V+) - (V-) \geq 0.2V$ , 表示信号 “0”;  $(V+) - (V-) \leq -0.2V$ , 表示信号 “1”]。

#### 3.1.2 影响 RS-485 总线通信速度和可靠性的因素

##### 3.1.2.1 通信电缆中的信号反射

在通信过程中，信号阻抗不连续和阻抗不匹配都会导致信号反射。阻抗不连续是指信号在传输线末端突然遇到电缆阻抗很小甚至没有，信号在这个地方就会引起反射，如图 3.7-13 所示。消除这种反射的方法是必须在电缆的末端跨接一个与电缆的特性阻抗同样大小的终端电阻，使电缆的阻抗连续。由于信号在电缆上的传输是双向的，因此，在通信电缆的另一端可跨接一个同样大小的终端电阻，如图 3.7-14 所示。

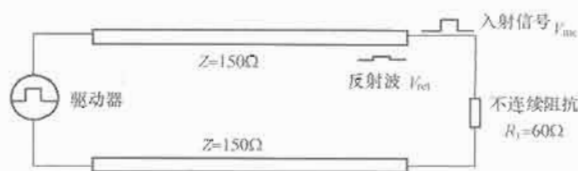


图 3.7-13 由于阻抗不连续引起的信号反射

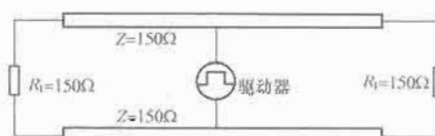


图 3.7-14 终端电阻的正确连接

从理论上分析，在传输电缆的末端只要跨接了与电缆特性阻抗相匹配的终端电阻，就不会出现信号反射现象。但是，在实际应用中，由于传输电缆的特性阻抗与通信波特率等应用环境有关，特性阻抗不可能与终端电阻完全相等，因此还会存在或多或少的信号反射。

引起信号反射的另一个原因是数据收发器与传输电缆之间的阻抗不匹配。这种原因引起的反射主要表现在通信线路处于空闲方式时，整个网络数据混乱。要减弱反射信号对通信线路的影响，通常采用噪声抑制和加偏置电阻的方法。在实际应用中，对于比较小的反射信号，为了简单方便，经常采用加偏置电阻的方法。

##### 3.1.2.2 在通信电缆中的信号衰减

第二个影响信号传输的因素是信号在电缆的传输过程中衰减。一条传输电缆可以把它看作由分布电容、分布电感和电阻联合组成的等效电路，如图 3.7-15 所示。

电缆的分布电容  $C$  主要是由双绞线的两条平行导线产生的。导线的电阻在这里对信号的影响很小，可以忽略不计。信号的损失主要是由于电缆的分布电容和分布电感组成

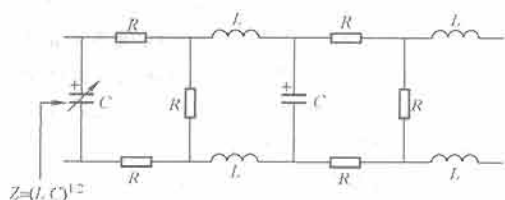


图 3.7-15 传输电缆等效电路

的 LC 低通滤波器。Profibus 用的 LAN 标准型二芯电感（西门子公司为 DP 总线选用的标准电缆），在不同波特率时的衰减系数见表 3.7-3。

表 3.7-3 电缆的衰减系数

通信波特率	16MHz	4MHz	38.4kHz	9.6kHz
衰减系数 (1km)	≤42dB	≤22dB	≤4dB	≤2.5dB

### 3.1.2.3 在通信电缆中的纯阻负载

影响通信性能的第三个因素是纯阻性负载（也叫直流负载）的大小。这里所说的纯阻性负载主要由终端电阻、偏置电阻和 RS-485 收发器三者构成。

在介绍 EIA RS-485 规范时曾提到过，RS-485 驱动器在带了 32 个节点，配置了 150Ω 终端电阻的情况下，至少能输出 1.5V 的差分电压。一个接收器的输入电阻为 12kΩ，整个网络的等效电路如图 3.7-16 所示。按这样计算，RS-485 驱动器的负载能力为

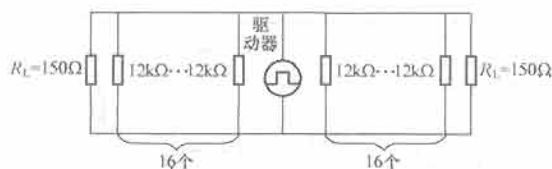


图 3.7-16 带 32 个节点的通信网络等效电路

$R_L = 32 \text{ 个输入电阻} // 2 \text{ 个终端电阻} = [(12000/32) // (150/2)] \approx 51.7\Omega$

目前较常用的 RS-485 驱动器有 MAX485、DS3695、MAX1488/1489 以及和利时公司使用的 SN75176A/D 等，其中有的 RS-485 驱动器的负载能力可以达到 20Ω。在不考虑其他诸多因素的情况下，按照驱动能力和负载的关系计算，一个驱动器可带节点的最大数量将远远大于 32 个。

在通信波特率比较高的时候，在线路上连接偏置电阻是很有必要的。偏置电阻的连接方法如图 3.7-17 所示。它的作用是在线路进入空闲状态后，把总线上没有数据时（空闲方式）的电平拉离 0 电平，如图 3.7-18 所示。这样，即使线路中出现了比较小的反射信号或干扰，挂载在总线上的数据接收器也不会由于这些信号的到来而产生误动作。

要进行偏置电阻大小的设计计算，设终端电阻

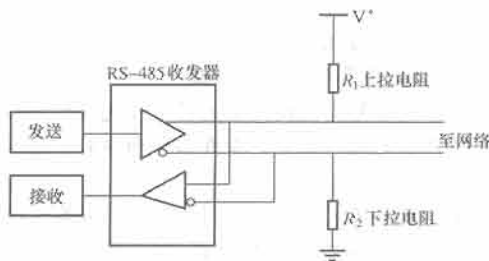


图 3.7-17 偏置电阻配置图

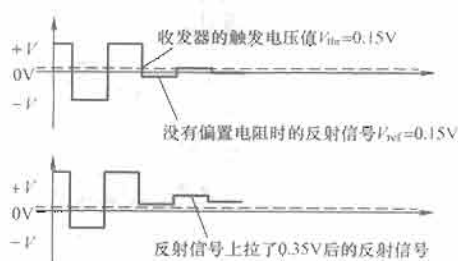


图 3.7-18 偏置电阻对反射信号的影响

$R_{t1} = R_{t2} = 120\Omega$ 。

假设反射信号最大的峰—峰值  $V_{ref} \leq 0.3V_{pp}$ ，则负半周的电压  $V_{ref} \leq 0.15V$ ；终端的电阻上由反射信号引起的反射电流  $I_{ref} \leq 0.15 / (120 // 120) = 2.5mA$ 。一般 RS-485 收发器（包括 SN75176）的滞后电压值（Hysteresis Value）为 50mV，即

$$(I_{bias} - I_{ref}) \times (R_{t1} // R_{t2}) \geq 50mV$$

于是可以计算出偏置电阻产生的偏置电流，为

$$I_{bias} \geq 3.33mA + 5V = I_{bias} [R_1 + R_2 + (R_{t1} // R_{t2})]$$

得到

$$R_1 = R_2 = 720\Omega$$

在实际应用中，RS-485 总线加偏置电阻有两种方法。

(1) 把偏置电阻平均分配给总线上的每一个收发器。这种方法给挂载在 RS-485 总线上的每一个收发器加了偏置电阻，给每一个收发器都加了一个偏置电压。

(2) 在一段总线上只用一对偏置电阻。这种方法对总线上存在大的反射信号或干扰信号比较有效。值得注意的是，偏置电阻的加入增加了总线的负载。

### 3.1.3 RS-485 总线的负载能力和通信电缆长度之间的关系

在设计 RS-485 总线组成的网络配置（总线长度和带负载个数）时，除应该考虑到纯阻性负载和信号衰减外，还要考虑噪声容限（Noise Margin）。RS-485 总线接收器的噪声容限至少应该大于 200mV。在实际应用中，为了提高总线的抗干扰能力，总希望系统的噪声容限高于 EIA RS-485 标准中的规定。信号在总线的传输过程中的损耗与通信电缆的规格和长度有关。在通信波特率一定的情况下，带负载数越多，信号能传输的距离就越近；带负载数越少，信号能传输的距离就越远。

### 3.1.4 分布电容对 RS-485 总线传输性能的影响

电缆的分布电容主要是由双绞线的两条平行导线产生。另外，导线和地之间也存在分布电容，虽然很小，但在分析时也不能忽视。分布电容对总线传输性能的影响，主要是因为总线上传输的是基波信号，信号的表达式只有“1”和“0”。在特殊的字节中，例如 0X01，信号“0”使得分布电容有足够的充电时间，而信号“1”到来时，由于分布电容中的电荷来不及放电， $(V_{in+}) - (V_{in-})$  还大于 200mV，结果使接收误认为是“0”，而最终导致整个数据帧传输错误。由于总线上分布电容的影响，导致数据传输错误，从而使整个网络性能降低。解决这个问题有两种方法：①降低数据传输的波特率；②使用分布电容小的电缆，提高传输线的质量。

### 3.1.5 RS-485 网络安装注意点

RS-485 支持 32 个节点，由此多节点构成网络。网络拓扑一般采用终端匹配的总线型结构，不支持环型或星型网络。在构建网络时，应注意以下几点：

(1) 采用一条双绞线电缆作总线，将各个节点串接起

来,从总线到每个节点的引出线长度应尽量短,以便使引出线中的反射信号对总线信号的影响最低。图 3.7-19 所示为实际应用中常见的不合理连接方式和正确的连接方式。这三种不合理的网络连接方式尽管不正确,但在短距离、低速率的环境中仍可能正常工作,但随着通信距离的延长或通信速率的提高,其不良影响会越来越严重,主要原因是信号在各支路末端反射后与原信号叠加,会造成信号质量下降。

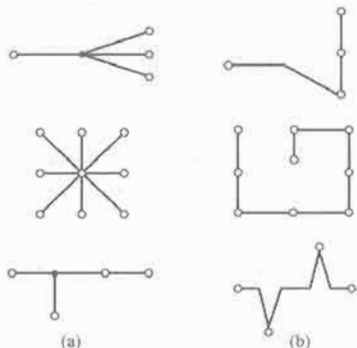


图 3.7-19 不合理连接方式和正确的连接方式  
(a) 不合理连接方式; (b) 正确的连接方式

(2) 应注意总线特性阻抗的连续性,在阻抗不连续点会发生信号的反射。易于产生这种不连续性的情况有:总线的不同区段采用了不同电缆,或某一段总线上有过多的收发器紧靠在一起安装,或过长的分支线引出到总线。因此应该提供一条单一、连续的信号通道作为总线。

### 3.1.6 RS-485 中继/集线转换器在星型网络中的运用

RS-485 通信在工业控制中使用相当普遍。它采用的是总线挂接式连接方式,不支持星型连接,传输距离为 1200m,且一根总线仅支持一定数量的设备。这种总线挂接式结构存在着很大的局限性,而实际应用过程中节点的分布又往往比较分散,很难用一根总线把所有的节点挂接起来,给工程人员带来了极大的不便。此时可应用 RS-485 中继/集线转换器,这样不仅可以解决上述问题,还可延长 RS-485 的通信距离。

#### 3.1.6.1 RS-485 集线器

RS-485 集线器是专为解决复杂的电磁场环境下 RS-485 总线大系统要求而设计的。RS-485 总线分割集中器 (485 Hub) 实例如图 3.7-20 所示。它可以提供更加灵活的 RS-485 星型总线结构,RS-485 接口输入、输出端均采用独立驱动方式,改变原有总线的单一式结构为星型网络结构,可以给工程建设及系统的稳定性带来极大的好处。其主要技术指标见表 3.7-4。

(1) 工业级光电隔离:为所有的 RS-485 接口提供 3kV 以上的光电隔离,有效地解决了外界雷击浪涌和地电位差带

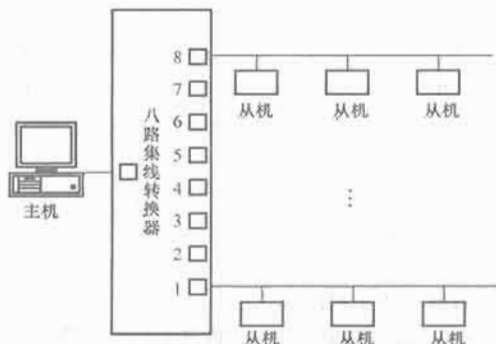


图 3.7-20 RS-485 集线器应用实例

来的传输问题。

(2) 短路开路保护:具有 RS-485 端口故障告警功能,并能自动切除故障端口。该功能能够保证当其中连接的 RS-485 端口设备发生故障时,出现问题的 RS-485 端口将被隔离,以确保其他网段的设备正常工作。

(3) 星型连接:提供更加灵活的 RS-485 星型总线结构,RS-485 接口输入、输出端均采用独立驱动方式,改变原有单一式结构为网络结构,给工程建设及系统的稳定性带来极大的好处。

(4) 数据流向自动控制:通过硬件解决数据流向问题,自动判别和控制数据传输方向。

表 3.7-4 RS-485 集线器的主要技术指标

接口特性	串口符合 EIA RS-232/485 协议
电气接口	串口接口为接线端子
传输介质	超五类屏蔽双绞线或者 485 专用线
工作方式	异步工作,点对点或多点,2 线,半双工
隔离度	隔离电压 3000V
传输距离	RS-485 端 1200m, RS-232 端建议不超过 5m
传输速率	300~115 200 b/s

例如 MWE485-HUB (迈威公司的产品) 能够向用户提供 RS-485/422 星型连接方式。在工业控制领域,RS-485 总线往往需要把分散的不同设备相互连接起来协同工作,集线转换器改变原有总线的单一式结构为网络结构,给工程建设带来极大的便利。

#### 3.1.6.2 RS-485 中继器

RS-485 中继器的主要任务是延长 RS-485 网络的通信距离,通常该设备同时也设置了较强的防雷保护和光隔离功能,起到了保证 RS-485 网络稳定性及安全性的作用。RS-485 中继器性能指标见表 3.7-5,主要特点有:

(1) RS-485 总线中如果传输线达到一定的距离,且处于复杂的外部环境中,容易受到外部环境的电磁感应等外部干扰。中继器中高效的防雷管可以有效地抑制闪电和静电,并且提供每线 600W 的雷击浪涌保护功率,可以吸收外部环境的电磁感应等外部干扰,从而保证 RS-485 总线的稳定性。

(2) 由于 RS-485 总线传输距离的延长,或者 RS-485 总线中 RS-485 设备的增多,会使 RS-485 信号不断地衰减,最后可能导致 RS-485 总线不稳定甚至不能使用。RS-485 总线中继器可以对已有的 RS-485 信号进行增强和放大,增加 RS-422/RS-485 总线网络中 RS-485 设备的数目。

(3) 在现场施工当中,由于 RS-485 总线的距离比较远,在其中形成了电位差,从而产生了共模干扰,导致稳定性降低。RS-485 总线中继器的光电隔离器能够提供 3000V 的隔离电压,可以有效地将 RS-485 总线相互隔离,防止共地干扰。其中的 DC/DC 模块可以将两端的电源完全隔离,从而实现完全隔离。光隔离中继器采用全金属外壳,防静电,抗干扰能力强。

(4) RS-485 中继器采用专业的 I/O 电路,使用数据流向控制技术自动判别和控制数据传输方向,无须更改软硬件,可以很方便地实现 RS-485 总线与 RS-422 总线之间的切换。采用零延时设计,传输速度快。自动侦测串口信号速率,无须设置串口波特率。

(5) RS-485 总线要求 RS-485 设备要离总线主干尽可能地近,使用 RS-485 总线中继器,可以将总线拓扑结构改成

T型拓扑结构,方便现场施工。

表 3.7-5 RS-485 中继器的主要技术参数

接口特性	串口符合 EIA RS-232/485/422 协议
电气接口	串口接口为 DB9 接口
传输介质	超五类屏蔽双绞线或者 RS-485 专用线
工作方式	异步工作,点对点或多点,2 线半双工,4 线全双工
隔离度	隔离电压 3000V
传输距离	RS-485/RS-422 端 1200m
传输速率	300~115 200b/s
保护等级	600W 浪涌保护,15kV 静电保护
R+	RS-422 接口接收正端
R-	RS-422 接口接收负端
T+	RS-422 接口发送正端
T-	RS-422 接口发送负端
485+	RS-485 接口正端
485-	RS-485 接口负端
GND	电源地(近端接地点)

### 3.1.7 匹配电阻接法

在 RS-485 总线的现场施工中,当 RS-485 总线的传输距离超过一定的长度时,RS-485 总线的抗干扰能力就会下降。在这种情况下,就要在 RS-485 总线的首尾两端接匹配(通常选 120Ω)的终端匹配电阻,以保证 RS-485 总线的稳定性。

终端匹配电阻的正确接法是,在每个 RS-485 总线的首尾两端上各接一个匹配终端电阻,电阻接在 RS-485 总线的正负端之间。

## 3.2 基于工业以太网的控制系统

最初为办公自动化设计的以太网并没有考虑工业要求,缺乏稳定性,鲁棒性差,存在不可预见性,在控制系统底层网络中应用是脆弱的。这是由以太网本身的 CSMA/CD 协议造成的,初期以太网速度较低,如果网络比较忙、总线竞争多或冲突节点相距甚远时,可能发生某些节点的信息不能及时发送,甚至长时间发不出去的情况,而这在工业控制中是不允许的。

以太网技术的改进已经使这种局面得到了根本的改观。

(1) 通信速率的提高使千兆以太网已在局域网、城域网中普遍应用,万兆以太网已在 2003 年确定了国际标准,由多模光缆布线系统加拥有 10Gb/s 模块的网络交换机系统组成的完整解决方案也已进入实用。对于同样的通信量,通信速率的提高意味着网络负荷的减轻,也就是确定性的提高;在网络负荷不超过 36% 的情况下,以太网发生碰撞的可能性极小。

(2) 交换技术的快速发展。快速交换式以太网技术采用全双工通信,可以完全避免 CSMA/CD 中的碰撞,并且可以方便地实现优先级机制,保证网络带宽的最大利用率和最好的实时性能,完全避免了 CSMA/CD、主从、令牌等可能存在的低效率。交换式以太网技术已消除了以太网应用于控制领域的障碍。交换机把网络分割成互不相连的几个网段,每个设备独占一个网段,从而大大降低冲突的可能性,使得多个网段设备之间同时进行通信时不会有冲突发生。以太网核心交换机的交换速度可达 40Gb/s,直接传输距离可达 70km。

(3) 网络产品的工业级标准。在数据传输链路方面,由

于骨干网的交换机都带有 SNMP(简单的网络管理协议)管理单元,集成了基于 Web 的管理系统,支持 RMON 网管,从而保证了良好的安全性。交换机的管理采用二级密码访问机制,可以关闭空闲的交换机端口,防止外部设备的非法接入。千兆以太网交换机支持工作组管理,可以根据需要将端口划分为不同的工作组,并限制其访问权限,具有严格的安全保证。

工业级以太网产品采用了高容量大负载的工业级设计,配置双电源,采用无源背板,大大提高了系统的可靠性。其工作环境的温度范围可以达到 0~50℃,防护等级达 IP30;支持超级环(Hyper-Ring)、双链路冗余(Link Redundancy)、双节点冗余(Dual-homing)和生成树(Spanning Tree)等多种冗余方式,可以构成冗余光纤工业以太环网,当某处光纤发生故障时,网络通信会在 500ms 之内恢复正常。

这些改进都为以太网进入工业控制领域铺平了道路,进而建立一个高效、开放、有确定性的现场总线系统。

工业以太网适用于对环境及传输系统的可靠性要求高、多节点以太网业务接入以及以太网业务的远距离传输的场合,如图 3.7-21 所示。

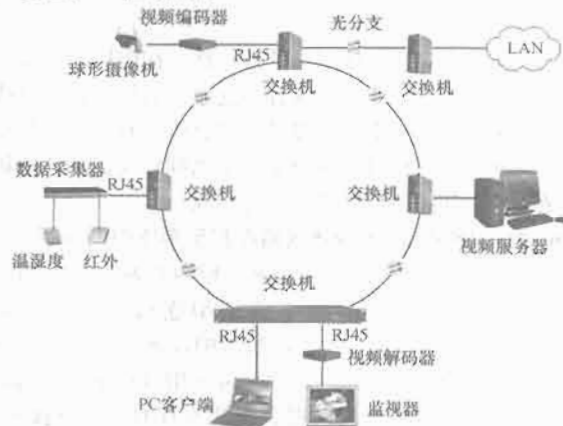


图 3.7-21 多节点接入、远距离传输工业以太网网络拓扑图

## 4 现场总线及其电气自动化系统

### 4.1 现场总线概述

#### 4.1.1 现场总线技术与标准

自 20 世纪 80 年代末以来,多种现场总线技术已逐渐形成其影响,并在一些特定的应用领域显示出了各自的优势。它们具有各自的特点,显示出较强的生命力。

现场总线系统在技术上具有以下特点:

(1) 全数字化:现场总线设备是一种完全数字化的测控装置,具有较强的计算和通信能力。

(2) 开放性:开放是指系统对某种标准的一致、公开和对该标准的共同遵守程度,现场总线是开放的,它的标准是公开的,因此它可以和任何厂商生产的遵守同一标准的系统、设备相连,进行信号的传递和通信。这一特性使系统功能的增加和系统维护极为方便。

(3) 智能化:由于现场总线设备具有内置的高性能微处理器,因此它具有测量、变送、信号调理、运算、控制、通信等功能,是一种底层智能设备,可完成自动控制系统的各种功能,且具有逻辑判断能力。

(4) 互换性:不同厂商生产的设备只要其遵守的是同一个协议标准,则设备具有可互换性,可以相互替换,这意味



着用户可以不必要对所有厂家的产品做备件,从而减少用户备件费用的开支。

(5) 风险分散性:现场总线是一种新的全分散性控制系统的体系结构,从根本上改变了集中式数字控制系统和现有DCS集中、分散相结合的集散控制系统体系结构,减轻了主计算机的负担和风险,现场单元具有更高的智能特性,因此,简化了系统结构,提高了可靠性。

此外,现场总线对现场环境的适应性优于其他系统。它工作在生产现场前端,作为工厂网络底层的现场总线,是专为现场环境而设计的,可支持双绞线、同轴电缆、光缆、射频、红外线、电力线等传输介质,具有较强的抗干扰能力,能采用两线制实现供电与通信,可满足本质安全型防爆的要求等。

由于在现场总线的产生和发展过程中人们对现场总线的理解有所不同,现场总线出现了杂乱纷呈的局面。据不完全统计,目前国际上有140多种现场总线。毫无疑问,某种现场总线是否已被列入国际标准或其他有关标准,是衡量其是否已成为国际主流现场总线的重要因素之一。总的说来,现场总线的国际标准主要有以下三种:

(1) 工业控制系统用的现场总线国际标准 IEC 61158。

(2) 设备层用的现场总线国际标准 IEC 62026。

(3) 道路交通工具用的现场总线国际标准 ISO 11898 和 ISO 11519。

#### 4.1.1.1 工业控制系统用的现场总线国际标准 IEC 61158

1984年,国际电工委员会 IEC 筹备成立了 IEC/TC65/SC65C/WG6 工作组,从1985年开始着手制定国际性的智能化现场设备和控制室自动化设备之间的通信标准,并命名为 Field Bus,即现场总线。然而从此之后,关于现场总线标准的争论就开始了,经过长达15年的争论之后,终于在2000年形成了一个由8个部分组成的 IEC 61158 国际标准。IEC 61158 是制定时间最长、投票次数最多、意见分歧最大的国际标准之一。到目前为止,IEC 61158 共有三个不同的版本。IEC 61158 国际标准实际上是8种不同现场总线的汇集,所以有8个部分。换句话说,现场总线的国际标准并不是实际意义上的统一标准。下面简单分述各个部分。

(1) FF 现场总线(FF的低速部分 H1):1999年第一季出版 IEC 61158TS 技术规范全面定义的现场总线称作 Type1 现场总线。该现场总线的网络协议是按照 ISO/OSI 参考模型建立的,它由物理层、数据链路层、应用层,以及考虑到现场装置的控制功能和具体应用而增加的用户层组成,也就是经常说的 FF 总线。

(2) Controlnet 现场总线:Controlnet 的基础技术最早于1995年面世,由美国 Rockwell 公司支持。该总线网络是一种对信息传送有时间苛刻要求的、高速确定性的网络,同时,它允许传送无时间苛求的报文数据。

(3) Profibus 现场总线:德国西门子公司则是 Profibus 产品的主要供应商。由该总线构成的系统,其通信网络体系结构共分4级,最低一级即执行器/变送器级采用 ASI 位总线(IEC TC17B 标准),现场一级采用 Profibus-DP 现场总线,车间单元一级采用 Profibus-FMS 总线,工厂一级使用工业 Ethernet 网络。

(4) P-Net 现场总线:P-Net 现场总线由丹麦 Process Data 公司支持,从1983年开始开发,主要应用于啤酒、食品、农业和饲养业,现已成为 EN50170 欧洲标准的第一部分,该现场总线大约有5000个应用系统。

(5) 高速 FF 现场总线(FF的高速部分 HSE):此现场

总线即为 IEC 定义的 H2 总线,它由 FieldBus Foundation (FF) 组织负责开发,并于1998年决定全面采用已广泛应用于 IT 产业的高速以太网(High Speed Ethernet, HSE)标准。该总线使用框架以太网(Shelf Ethernet)技术,传输速率为 100Mb/s~1Gb/s 或更高。HSE 完全支持 FF 现场总线(H1)的各项功能,诸如功能块和装置描述语言等,并允许基于以太网的装置通过一种连接装置与 H1 装置相连接。连接到一个连接装置上的 H1 装置无须主系统的干预就可以进行对等层通信,也可以与另一个连接装置上的 H1 装置直接进行通信。HSE 总线成功地采用 CSMA/CD 链路控制协议和 TCP/IP 传输协议,并使用了高速以太网 IEEE 802.3u 标准的最新技术。

(6) Swiftnet 现场总线:Swiftnet 现场总线由美国 SHIPSTAR 协会主持制定,得到美国波音公司的支持,主要用于航空和航天等领域。该总线是一种结构简单、实时性高的总线,协议仅包括物理层和数据链路层,在标准中没有定义应用层。

(7) WorldFIP 现场总线:成立于1987年的 WorldFIP 协会制定并大力推广 WorldFIP 现场总线,由法国 Alstom 公司等支持。WorldFIP 协议是 EN 50170 欧洲标准的第三部分,物理层采用 IEC 6115812 标准,其产品在法国占有60%的市场,在欧洲市场占有率有大约25%的份额。它们广泛用于发电与输配电、加工自动化、铁路运输、地铁和过程自动化等领域。

(8) Interbus 现场总线:该现场总线由德国 Phoenix Contact 公司开发,Interbus Club 俱乐部支持。它是一种串行总线系统,适用于分散输入/输出,以及不同类型控制系统间的数据传输。该总线包括物理层、数据链路层和应用层,它已成为德国 DIN 19258 标准。

现场总线被分成8个部分(也称为8个子集):FF-HSE、FF-H1、Profibus、Interbus、P-Net、Controlnet、WorldFIP、Swiftnet。从技术角度来看,有其合理性。现实的控制世界是丰富多彩的,没有一种总线对任何类型工业控制的各个层面都是最好的,各种现场总线分别有不同国家的不同经济实体提供支持,从这点来说,现场总线标准目前的局面不仅是技术上的分歧,还有经济、政治的因素。

#### 4.1.1.2 设备层用的现场总线国际标准 IEC 62026

IEC 62026 是由 IEC/TC17/SC17B/WG3 制定的,它涉及的是用于低压开关设备和控制设备(Low Voltage Switch Gear and Control Gear)的现场总线,即设备层现场总线。IEC 62026 包括4种现场总线:

(1) AS-i (Actuator Sensor-interface, 执行器传感器接口,由德国 Festo 与 BtF 等公司支持)。

(2) DeviceNet (由美国 Rockwell 等公司支持)。

(3) SDS (Smart Distributed System, 灵巧式分散型系统,由美国 Honeywell 等公司支持)。

(4) Seripex (串联多路控制总线)。

#### 4.1.1.3 道路交通工具用的现场总线国际标准 ISO 11898 和 ISO 11519

ISO 11898 和 ISO 11519 不是由 IEC 制定的,而是由 ISO/TC22/SC3 分别于1993年和1994年制定的,其内容主要涉及控制器局域网 CAN (Controller Area Network) 和交通工具局域网 VAN (Vehicle Area Network)。

综上所述,目前公布的现场总线国际标准共有14种之多,从实际应用的角度来看,部分常见的现场总线还不在这类标准之列,因此还有增加的趋势。

#### 4.1.2 现场总线通信协议

现场总线是用于支持现场装置,实现传感器、变送器、调节器、控制器、监督装置以及各设备、装置之间透明通信等功能的通信网络,保证网内设备间相互透明有序地传递信息和正确理解信息是它的主要任务。此外,随着技术发展和应用需求的提高,必须将现场总线与上层信息网络有效地集成到一起,于是,对现场总线的实质内容——通信协议(见图 3.7-22)便提出了如下要求:



图 3.7-22 现场总线通信协议

(1) 通信介质的多样性:支持多种通信介质,以满足不同现场环境的要求。

(2) 实时性:信息的传送不允许有较大时延或时延的不确定性。

(3) 信息的完整性、精确性:要确保通信质量。

(4) 可靠性:具备抗各种干扰的能力和完善的检错、纠错能力。

(5) 可互操作性:不同厂商制造的现场仪表可在同一总线上互相通信和操作。

(6) 开放性:基本符合 OSI 参考模型,形成一个开放系统。

图 3.7-22 所示为典型现场总线通信协议的分层。由此图比较可知,现场总线协议在体系结构上省略了 OSI 七层参考模型中的网络层、传输层、会话层及表示层。这主要是针对工业过程实时性要求高等特点,使数据在网络流动中尽量减少中间环节,加快数据的传递速度,提高网络通信数据处理的实时性。

目前大多数现场总线参考采用了这种模型,但不同的总线又在此基础上略有修改,基金会现场总线 FF 就是典型。

现场总线通信协议是参照国际标准化组织 ISO 制定的 ISO/OSI 开放系统互连参考模型经简化建立的,OSI 参考模型共分七层,现场总线通信协议则根据自身特点加以简化,采用了物理层、数据链路层和应用层,同时考虑到现场装置的控制功能和具体运用又增加了用户层。各层功能定义如下:

(1) 第一层:物理层 (Physical Layer)。它定义了网络信道上的信号与连接方式、传输介质、传输速率、每条线路连接的仪表数目、最大传输距离、电源等。当处于数据发送状态时,该层接收数据链路层 (DLL) 下发的数据,并将其以某种电气信号进行编码并发送;当处于数据接收状态时,将相应的电气信号编码为二进制数,并送到链路层。

(2) 第二层:数据链路层 (Data Link Layer, DLL)。它定义了一系列服务于应用层的功能和向下与物理层的接口,使用物理层的服务,提供了介质存取控制功能、信息传输的差错检验。DLL 提供原语服务和相关事件、与原语服

务相关的参数及格式,以及这些服务与事件之间的相关关系。DLL 为用户提供了可靠且透明的数据传送服务。数据链路层是现场总线的核心,所有连接到同一物理通道上的应用进程实际上都是通过链路层的实时管理来协调的。为了突出实时性,现场总线没有采用以往 IEEE 802.4 标准中所定义的分分布式物理通道管理,而是采用了集中式管理方式。在这种方式下,物理通道被有效地利用起来,并可有效地减少或避免实时通信的延迟。

(3) 第三层:应用层 (Field Bus Application Layer)。它为用户提供了一系列的服务,拥有简化或实现分布式控制系统中应用进程之间的通信,同时为分布式现场总线控制系统提供了应用接口的操作标准,实现了系统的开放性。应用层与其他层的网络管理机构一起对网络数据流动、网络设备及网络服务进行管理。

(4) 第四层:用户层 (User Layer)。它是专门针对工业自动化领域现场装置的控制和具体应用而设计的,定义了现场设备数据库间互相存取的统一规则,用户利用标准功能块可组态成系统,实现用户的应用程序。这是使现场总线标准超过一项通信标准而成为一项系统标准的关键,也是使现场总线控制系统开放与可互操作性的关键。

此外,现场总线基金会系统结构还为每个设备定义了一个网络管理代理,可提供组态管理、性能管理与差错管理的功能。系统管理负责完成设备地址分配、功能块执行调度、时钟同步和标记定位等功能。

#### 4.1.3 现场总线控制系统的设备与管理

现场总线的设备分为现场设备和开发设备两类,设备名称及类型随总线及应用而定,主要用于过程自动化的基金会现场总线 (FF) 是一典型。

(1) 现场设备:现场设备有变送器、执行器、终端器、电源、本质安全栅、中继器、网桥和操作站等。

常用的变送器有温度、压力、流量、料位和分析 5 大类,每类又有多个品种。变送器既有监测、变换和补偿功能,又有 PID 控制和运算功能。

常用的执行器有电动、气动两大类,每类又有多个品种。执行器的基本功能是信号驱动和执行,还内含调节阀输出特性补偿、PID 控制和运算等功能,另外有阀门特性自校验和自诊断功能。

终端器是使用在传输电缆始末端的阻抗匹配器,每条总线只需两个终端器。终端器可防止信号失真和衰减。

(2) 开发设备:FF 开发设备有专用集成电路 (ASIC)、通信栈软件、DD 软件、开发和维护工具等。

现场总线设备因其种类繁多,用户量大,所以由各厂商分别供应,需单独经过现场总线基金会 (FF) 和 Fraunhofer 研究所进行一致性测试和互操作性测试,最终由 FF 发给产品注册商标,并定期发行产品目录。

#### 4.2 典型现场总线——控制器局域网总线 CAN

##### 4.2.1 CAN 的特点与基本原理

控制器局域网 CAN (Controller Area Network), 主要用于过程监测及控制。它最早于 20 世纪 80 年代初提出,是德国 Bosch 公司为解决现代汽车生产中众多的传感器和执行装置之间的数据通信而开发的一种串行通信协议,目的是通过较少的信号线把汽车上的各种电子设备通过网络连接起来,并提高数据传输的可靠性。

CAN 已经被用于 Benz 等各种汽车生产上。CAN 具有很高的可靠性和卓越的性能,特别适用于工业过程监控设备

的互连,因此日益受到工业界的重视,并成为几种主要的现场总线之一。CAN已成为一种国际标准(ISO 11898),总线规范为2.0 PARTA PARTB。

CAN总线的主要特点如下:

(1) CAN为多主方式工作,网络上任一节点均可在任意时刻主动地向网络上的其他节点发送信息,而不分主从,通信方式灵活,无需站地址等节点信息。利用这一特点,可方便地构成多机备份。

(2) CAN网络上的节点信息分成不同层次的优先级,可满足不同的实时要求,最高优先级的数据最多可在134ms得到传输。

(3) CAN采用非破坏性总线仲裁技术,当多个节点同时向总线发送信息时,优先级较低的节点会主动地退出发送,而优先级最高的节点可不受影响地继续传输数据,从而大大节省了总线冲突仲裁时间。尤其是在网络负载很重的情况下也不会出现网络瘫痪。

(4) CAN只许经过报文滤波,可实现点对点、一点对多点及全周广播传输方式,无需专门的调度。

(5) CAN的直接传输距离是10km(速率5kb/s以下),通信速率最高可达1Mb/s(传输距离是40m)。

(6) CAN上的节点数取决于总线驱动能力,最多可达100个。

(7) CAN采用短帧结构,传输时间短,受干扰概率低,具有极好的检错效果。

(8) CAN的每帧信息都有CRC校验及其他检错措施,保证数据出错率极低。

(9) CAN的通信介质可为双绞线、同轴电缆或光纤,选择灵活。

(10) CAN节点在错误严重的情况下具有自动关闭输出功能,以便总线上其他节点的操作不受影响。

#### 4.2.2 CAN控制器与长线收发器

自从Intel公司于1987年生产出第一片CAN控制器芯片后,由于CAN总线具有通信速率高、可靠性好、连接方便、性能价格比高等优点,使得许多生产商相继推出CAN总线产品,并逐步形成系列。丰富廉价的CAN总线器件推动了CAN在各个领域的应用和发展,而应用的结果又促使器件生产商不断推出新的CAN总线产品。现在,CAN总线已成为某些领域的标准现场总线,在控制系统和多机通信领域得到广泛的应用。

CAN控制器是CAN的核心,CAN网络的通信和网络协议主要由它完成。CAN控制器对外部微控制器(CPU)来说,是一个存储器映像的I/O设备。它包括了所有控制CAN网络通信的硬件及功能,概括起来主要包括以下8个部分:

- (1) 接口管理逻辑(IML),译码CPU命令,分配信息缓冲区,并向CPU提供中断及状态信息。
- (2) 发送缓冲区(TBF)。
- (3) 接收缓冲区(RBF0和RBF1)。
- (4) 位流处理器(BSP)、控制缓冲区与CAN总线。
- (5) 位定时逻辑(BTL),控制输出驱动器。
- (6) 收发器控制逻辑(TCL)。
- (7) 错误管理逻辑(EML)。
- (8) 控制器接口逻辑(CIL),与CPU的接口。

#### 4.2.3 CAN总线通信协议

为使设计透明和执行灵活,遵循ISO/OSI标准模型,CAN分为数据链路层(包括逻辑链路控制子层LLC和媒体

访问控制子层MAC)和物理层,而在CAN技术规范2.0A的版本中,数据链路层的LLC和MAC子层的服务和功能被描述为目标层和传送层。CAN的分层结构和功能如图3.7-23所示。



图 3.7-23 CAN总线分层结构

LLC子层的主要功能是为数据传送和远程数据请求提供服务,确认由LLC子层接收的报文实际已被接收。在定义目标处理时,存在许多灵活性。MAC子层的主要功能是传送规则,亦即控制帧结构、执行仲裁、错误检测、出错标定和故障界定。MAC子层也要确定为开始一次新的发送,总线是否开放或者是否马上开始接收。位定时特性也是MAC子层的一部分。MAC子层特性不存在修改的灵活性。物理层的功能是有关全部电气特性在不同节点间的实际传送。在一个网络内,物理层的所有节点必须是相同的。然而,在选择物理层时存在很大的灵活性。

CAN技术规范2.0B定义了数据链路层中的MAC子层和LLC子层的一部分,并描述与CAN有关的外层。定义物理层信号怎样进行发送,因而涉及位定时、位编码和同步的描述。在这部分技术规范中,未定义物理层中的驱动器/接收器特性,以便允许根据具体应用,对发送媒体和信号电平进行优化。MAC子层是CAN协议的核心,它描述由LLC子层接收到的报文和对比LLC子层发送的认可报文。MAC子层可响应报文帧、仲裁、应答、错误检测和标定。MAC子层由称为故障界定的一个管理实体监控,它具有识别永久故障或短暂扰动的自检测机制。

LLC子层的另一主要功能是报文滤波、超载通知和恢复管理。

#### 4.2.4 典型CAN总线应用系统

下面以机床加工为背景,介绍一种基于CAN总线的控制系统,对其软、硬件设计分别进行详细描述。

加工设备之间的通信是加工自动化的基础,这就对通信网络的实时性、稳定性、安全性等都有较高的要求。为了满足加工精度、加工速度等要求,加工系统必须装备大量的电子设备,这使得设备间的通信变得非常复杂。目前加工设备之间常用的信息传送方式都不能很好地满足加工自动化的需要。CAN作为一种现场总线,具有突出的可靠性、实时性和灵活性等特点,可完成现场自动化设备之间的多点数字通信,实现底层设备与外界的信息交换,是加工设备理想的通



信手段。

#### 4.2.4.1 系统组成及功能设计

系统通信网络拓扑结构采用总线式结构,这种结构的特点是多个节点共用一条传输线,结构简单、成本低,采用无源抽头连接,可靠性高。整个系统可以分为上、下两层。上层是上位机和CAN适配卡,下层由若干个现场控制单元组成,它们都是加入了控制程序的CAN节点。CAN适配卡一端与总线相连,完成CAN总线的通信,另一端与上位机相连。它的主要功能是将上位机的操作信号和控制参数传送给指定的现场控制单元,同时将控制单元的数据传输给上位机做进一步处理。上位机是一台高性能的PC,主要功能有向用户提供人机交互界面、存储现场数据、控制加工过程等。上位机可以远程监视和控制每个现场控制单元,并且将数据实时地上报给用户。加工控制过程为:上位机根据用户设定的相关参数选择控制方式和执行机构,现场控制单元将采集到的数据通过CAN总线实时地发送给上位机,上位机的决策软件根据上报数据和用户设定参数进行运算,随即向下层传输控制量,指示相关机构执行动作。整个过程无需人工干预,实现了高精度、智能化。加工控制权放在上层是为了更好地利用PC强大的数据处理能力以及已有的一些控制软件资源。

下层的现场控制单元由带有CAN接口的嵌入式模块组成,按功能分类,主要有数据采集模块、控制模块、传输模块、输入/输出模块等。其主要功能有:

(1) 数据传输:现场控制单元负责向上位机实时传送加工过程的参数(如进给速度、切削深度等),以及向下级设备转发上位机送来的加工指令。

(2) 监控管理:完成对下级设备的监控和管理,如机床的基本数据处理、诊断、出错报警、参数设置、时钟校对等。

#### 4.2.4.2 硬件设计

系统硬件主要包括上位机、CAN适配卡、CAN总线和现场控制单元。下面分别介绍其硬件设计。

(1) 上层硬件设计。上位机采用高性能工业控制计算机,负责系统的初始化、通信管理、加工控制等。适配卡采用标准双路CAN智能PCI卡,卡上设计有4KB的地址空间。其地址可由用户从C800H~EF00H任意选择。通过软、硬件设置可以将双口RAM映射成PC机的物理内存,使收发数据相当于直接向内存读写数据,从而提高数据交换的速率。该卡支持CAN 2.0A和CAN 2.0B协议,与ISO 11898兼容。CAN卡与工控机连接方便,随卡附带了CAN程序开发的接口函数,避免了硬件接口设计,同时也降低了程序开发的难度。

(2) 现场控制单元硬件设计。现场控制单元是本系统中的重要部分,实时数据的采集、加工指令的传达都由它来完成。其硬件结构如图3.7-24所示。它主要由嵌入式处理单元、CAN控制器、CAN收发器、光电隔离电路、存储设备、I/O设备等构成。其中嵌入式处理单元和CAN控制器

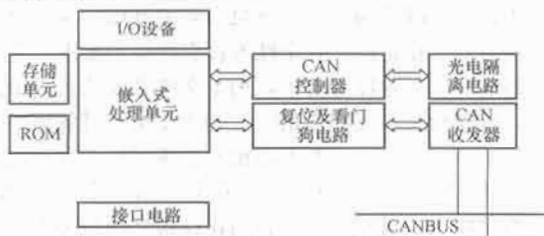


图 3.7-24 控制单元的硬件结构

是核心部分。

目前流行的CAN总线器件主要有两大类,包括独立的CAN控制器与微控制器结合使用以及带有CAN控制器的微处理器。针对系统的要求和开发环境,本系统采用了Philips公司的SJA1000 CAN控制器+P82C250 CAN收发器模式。SJA1000 CAN控制器是Philips公司推出的CAN控制器芯片,可以完成CAN协议所规定的物理层和数据链路层的所有功能,具有高性能通信协议所要求的全部特性。P82C250是CAN控制器SJA1000与CAN物理总线的接口器件,提供对总线的差分发送能力和对CAN控制器的差分接收能力。为了增强控制节点的抗干扰能力,防止线路间串扰,SJA1000通过光耦6N137与P82C250相连,从而使总线上各个CAN节点之间实现隔离,以保护CAN控制器。另外,总线两端要接上120Ω的匹配电阻,以提高整个系统通信的可靠性和抗干扰能力,系统中的单片机时钟由SJA1000提供,以便于两者之间同步。

从功能需求和成本的角度考虑,嵌入式处理单元选用ATMEL公司的AT89C51单片机。其内部具有4KB的程序存储器,因而不必再通过地址芯片扩展程序存储器,减小了适配卡的体积。存储单元E<sup>2</sup>PROM用于保存初始化参数和用户自定义的数据以及一些简单的加工程序。RAM用来存放微处理器在运算、测量、控制时的有关数据。I/O设备采用小数字键盘和液晶数码管实现。接口电路实现与数据采集设备、传感器或运动控制卡的连接。

#### 4.2.4.3 软件设计

(1) 上位机软件设计。上位机向用户提供人机交互界面,控制加工过程。开发上位机软件较为简单,只要使用随CAN适配卡提供的接口函数编程即可。首先进行CAN总线的初始化,若不通,进行故障诊断并向用户打印出错信息。初始化的工作主要包括:工作方式设置、基本参数设置、接收屏蔽寄存器和接收掩码寄存器的设置等。接下来与下层控制单元进行握手,表明传输通路已经建立。用户选择加工程序,向下层控制单元发送开始信号,上位机开始实时接收下层传来的数据,并根据加工程序处理这些数据,生成加工指令传向下层执行。当加工完成后,向控制单元发送结束信号,程序结束。用户只需选择加工程序、输入参数,整个加工过程完全由程序控制,自动完成。

(2) 控制单元软件设计。下层的控制单元完成数据传输和对下层设备的监控管理工作。首先,进行设备检测和CAN初始化工作,成功后与上位机进行握手并等待上位机的开始信号。当接收到开始加工信号后,控制单元就开始实时向上位机传送采集到的设备参数,并通过上位机传达的加工指令来指导加工设备工作。当接收到结束信号后,整个加工过程结束。

(3) 程序的开发重点主要在通信部分,包括SJA1000的初始化和收、发程序的实现。

1) 初始化程序。初始化程序主要是对SJA1000进行初始化,主要包括工作模式的设置、接收滤波方式的设置、接收屏蔽寄存器(AMR)和接收代码寄存器(ACR)的设置、波特率参数的设置和中断使能寄存器(IER)的设置等。在完成SJA1000的初始化设置以后,SJA1000就可以回到工作状态,进行正常的通信任务。

2) 收、发程序的实现。完成初始化工作以后就可以向CAN总线进行读写操作。对于数据的收和发,可以采取查询和中断两种方式实现,本系统采用了中断方式。当SJA1000的接收缓冲器满时,它向CPU发出中断请求,通



知 CPU 取走数据；而当写入缓冲区的数据发送完之后，SJA1000 同样会通过中断方式告知 CPU 数据已经发送完成，发送缓冲器已空，可以写入其他的数据。CPU 就是通过中断服务程序对 SJA1000 的中断请求做出响应的。

CAN 总线具有数据精简、可靠性高、实时性强等优点。利用 CAN 现场总线可提高加工精度和速度，显示出 CAN 总线在机械制造领域中的优势。

### 4.3 典型过程现场总线 Profibus

#### 4.3.1 Profibus 的基本特性

Profibus (Process Fieldbus) 是德国国家标准 DIN 19245 和欧洲标准 EN 50170 的现场总线，已经广泛应用于加工制造、过程和楼宇自动化。

Profibus 根据应用特点分为 Profibus-DP、Profibus-FMS、Profibus-PA 三个兼容版本。

Profibus 是一种用于工厂自动化车间级监控和现场设备层数据通信与控制的现场总线技术，可实现现场设备层到车间级监控的分散式数字控制和现场通信网络，从而为实现工厂综合自动化和现场设备智能化提供可行的解决方案。

Profibus 可使分散式数字化控制器从现场底层到车间级网络化，该系统分为主站和从站。主站决定总线的的数据通信，当主站得到总线控制权（令牌）时，没有外界请求也可以主动发送信息。主站从 Profibus 协议的角度来讲也称为主动站。从站为外围设备，典型的从站包括输入输出装置、阀门、驱动器和测量发送器。它们没有总线控制权，仅对接收到的信息给予确认或当主站发出请求时向它发送信息。从站也称为被动站。由于从站只需总线协议的一小部分，所以实施起来特别经济。

#### 4.3.2 Profibus 协议

Profibus 协议的结构定向根据 ISO 7498 国际标准以开放系统互连 OSI 为参考模型，结构如图 3.7-25 所示。

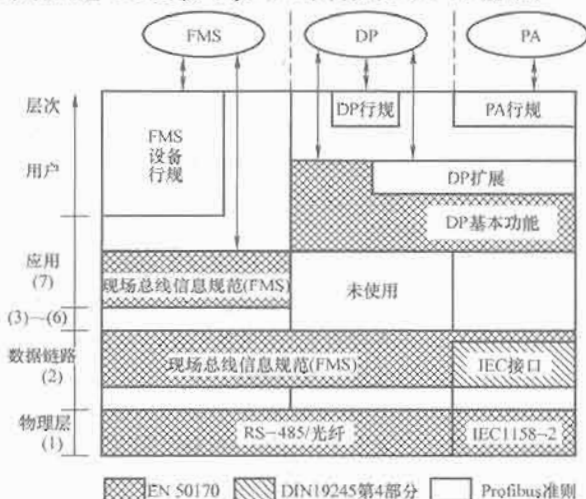


图 3.7-25 Profibus 协议结构

Profibus-DP 使用第 1 层、第 2 层和用户接口层，第 3 层到第 7 层未使用，这种精简的结构确保高速数据传输。DDLML (Direct Data Link Mapper) 提供对第 2 层的访问。在用户接口中规定了设备的应用功能，以及各种类型的系统和设备的行为特性。

Profibus-PA 使用扩展的 Profibus-DP 协议进行数据传输。它执行规定现场设备特性的 PA 设备行规。传输技术依据 IEC 1158-2 标准，确保本质安全和通过总线对现场设备供电。使用段耦合器可将 Profibus-PA 设备很容易地集成到

Profibus-DP 网络之中。

Profibus-FMS 使用第 1 层、第 2 层和第 7 层。应用层（第 7 层）包括 FMS (Fieldbus Message Specification) 和 LLI (Lower Layer Interface)。FMS 包含应用协议并向用户提供强有力的通信服务。LLI 建立各种类型的通信关系，并给 FMS 提供不依赖于设备的对第 2 层的访问，还为 Profibus-FMS 提供了 RS-485 传输技术或光纤。

Profibus-DP 和 Profibus-FMS 系统使用同样的传输技术和统一的总线访问协议，因而这两套系统可在同一根电缆上同时操作。

#### 4.3.3 Profibus-DP

Profibus-DP 用于设备级的高速数据传输，中央控制器通过高速串行线与分散的现场设备（如 I/O 设备、驱动器、阀门等）进行通信，多数数据交换是周期性的。除此之外，智能化现场设备还需要非周期性通信，以进行配置、诊断和报警处理。

中央控制器周期地读取从设备的输入信息并周期地向从设备发送输出信息的时间必须要比中央控制的程序循环时间短。除周期性用户数据传输外，Profibus-DP 还提供了强有力的诊断和配置功能，数据通信是由主机和从机进行监控的。

##### 4.3.3.1 Profibus-DP 的基本功能

- (1) 传输技术有以下两种：
  - 1) RS-485 双绞线双绞线或光缆。
  - 2) 波特率为 9.6kb/s~12Mb/s。
- (2) 总线存取有以下三种：
  - 1) 各主站间令牌传送，主站与从站间数据传输。
  - 2) 支持单主或多主系统。
  - 3) 主—从设备，总线上最多站点数为 126。
- (3) 通信有以下两种：
  - 1) 点对点（用户数据传输）或广播（控制指令）。
  - 2) 循环主—从用户数据传输和非循环主—从数据传输。
- (4) 运行模式有以下三种：
  - 1) 运行：输入和输出数据的循环传送。
  - 2) 清除：DPM1 读取 DP 从站的输入信息，并使输出信息保持为故障—安全状态。
  - 3) 停止：只能进行主—主数据传输。
- (5) 功能有以下八种：
  - 1) DP 主站和 DP 从站间的循环用户数据传输。
  - 2) 各 DP 从站的动态激活和撤销。
  - 3) DP 从站组态的检查。
  - 4) 强大的诊断功能，三级诊断信息。
  - 5) 输入或输出的同步。
  - 6) 通过总线给 DP 从站赋予地址。
  - 7) 通过总线对 DP 主站（DPM1）进行配置。
  - 8) 每个 DP 从站最大的输入和输出数据为 246 字节。
- (6) 设备类型有以下三种：
  - 1) 第二类 DP 主站（DPM2）：可进行编程、组态、诊断的设备。
  - 2) 第一类 DP 主站（DPM1）：中央可编程控制器，如 Pb、Pc 等。
  - 3) DP 从站：带二进制或模拟输入/输出的驱动器、阀门等。
- (7) 同步有以下三种：
  - 1) 控制指令允许输入和输出的同步。
  - 2) 同步模式：输出同步。

3) 锁定模式: 输入同步。

(8) 诊断功能有以下三种:

1) 本站诊断操作: 诊断信息表示本站设备的一般操作状态, 如温度过高、电压过低。

2) 模块诊断操作: 诊断信息表示一个站点的某具体 I/O 模块出现故障 (如 8 位的输出模块)。

3) 通道诊断操作: 诊断信息表示一个单独的输入/输出位的故障 (如输出通道 7 短路)。

(9) 可靠性和保护机制有以下四种:

1) 所有信息的传输在海明距离  $HD=4$  时进行。

2) DP 从站带看门狗定时器。

3) DP 从站的输入/输出存取保护。

4) DP 主站上带可变定时器的用户数据传送监视。

#### 4.3.3.2 Profibus-DP 的系统配置

Profibus-DP 允许构成单主站或多主站系统, 这为系统配置组态提供了高度的灵活性。系统配置的描述包括站点数目、站点地址和输入/输出数据的格式、诊断信息的格式以及所使用的总线参数。每个 Profibus-DP 系统可包括以下三种不同类型的设备: ①一级 DP 主站 (DPM1): 一级 DP 主站是中央控制器, 它在预定的周期内与分散的站 (如 DP 从站) 交换信息。典型的主设备包括可编程控制器 PLC 和个人计算机 PC。②二级 DP 主站 (DPM2): 二级 DP 主站是编程器、组态设备或操作面板, 在 DP 组态时使用, 完成系统操作和监视的目的。③DP 从站: DP 从站是进行输入/输出信息采集和发送的外围设备 (I/O 设备、驱动器、HMI、阀门等), 其中, 输入和输出信息量大小取决于设备形式, 目前允许的输入和输出信息最多不超过 246 字节。

(1) 单主站系统: 在单主站系统中, 在总线系统操作阶段只有一个活动主站。图 3.7-26 所示为一个单主站系统的配置结构, PLC 为一个中央控制部件。单主站系统可获得最短的总体循环时间。

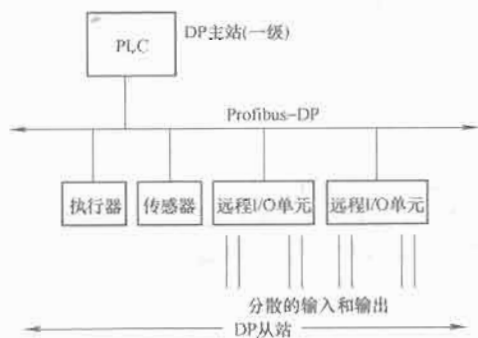


图 3.7-26 Profibus-DP 单主站系统

(2) 多主站系统: 多主站配置中, 总线上的主站与各自的从站构成相互独立的子系统或作为网上的附加配置和诊断设备, 如图 3.7-27 所示。任何一个主站均可读取 DP 从站的输入/输出映像, 但只有一个主站 (在系统配置时指定的 DPM1) 可对 DP 从站写入输出数据, 多主站系统的循环时间要比单主站系统长。

#### 4.3.3.3 Profibus-DP 的系统行为

Profibus-DP 的系统行为主要取决于 DPM1 的操作状态, 这些状态是由本地或总线的配置设备所控制的, 主要有以下三种状态:

(1) 停止: 在这种状态下, DPM1 和 DP 从站之间没有

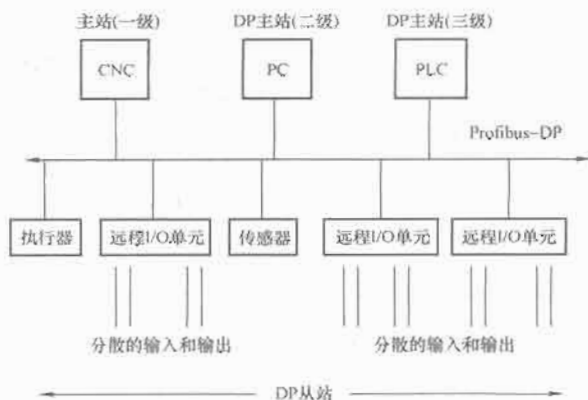


图 3.7-27 Profibus-DP 多主站系统

数据传输。

(2) 清除: 在这种状态下, DPM1 读取 DP 从站的输入信息并使输出信息保持故障—安全状态。

(3) 运行: 在这种状态下, DPM1 处于数据传输阶段, 循环数据通信时, DPM1 从 DP 从站读取输入信息并向 DP 从站写入输出信息。

DPM1 设备在一个预先组态的时间间隔内以有选择的广播方式将其本地状态周期性地发送到每一个有关的 DP 从站。

如果在 DPM1 的数据传输过程中发生错误 (例如一个 DP 从站有故障), 系统将做出反应, 它是由组态参数 “自动清除” (Auto Clean) 确定的。如果此参数为真, DPM1 将所有有关的 DP 从站的输出数据立即转入安全保护状态, 而 DP 从站将不再发送用户数据。在这以后, DPM1 转入清除状态。如果此参数为假, 则 DPM1 在这个 DP 从站出错时仍停留于运行状态, 然后由用户决定对系统做出反应。

#### 4.3.3.4 Profibus-DP 的扩展功能

DP 扩展功能是对 DP 基本功能的补充, 与 DP 基本功能兼容。有了这些扩展功能, Profibus-DP 可满足某些复杂设备的要求, 例如过程自动化的现场设备、智能化操作设备和变频器等, 这些设备的参数往往在运行期间才能确定, 而且与循环性测量值相比很少符合变化。因此, 与高速周期性用户数据传送相比, 这些参数的传送具有低优先级。

DP 扩展功能可选, DP 扩展实现通常采用软件更新的办法。扩展的功能如下:

(1) 一类 DP 主站 (DPM1) 与 DP 从站间的扩展数据传输。一类 DP 主站 (DPM1) 与 DP 从站间的非循环通信功能是通过附加的服务存取点 51 来执行的。在服务序列中, DPM1 与从站建立的连接称为 MSAC-C1, 它与 DPM1 和从站之间的循环数据传送紧密联系在一起。连接建立成功之后, DPM1 可通过 MSCY-C1 连接进行循环数据传送, 通过 MSAC-C1 连接进行非循环数据传送。

(2) 带 DDLM 读/写的非循环读写功能。这些功能用来读或写访问从站中任何所希望的数据, 采用第二层的 SRD 服务, 在 DDLM 读/写请求传送之后, 主站用 SRD 报文查询, 直到 DDLM 读/写响应出现。

(3) 报警响应。Profibus-DP 的基本功能允许 DP 从站通过诊断信息向主设备自发地传送事件, 新增的 DDLM-Alarm-Ack 功能被直接用来响应从 DP 从设备上收到的报警数据。

(4) DPM2 与从站间的扩展数据传输。DP 扩展允许一个或几个诊断或操作员控制设备 (DPM2) 对 DP 从站的任何数据块进行非循环读/写服务。这种通信是面向连接的,

称为 MSAC-C2。新的 DDLM-Initiate 服务用于在用户数据传输开始之前建立连接,从站用确认应答 (DDL M-Initiate. res) 确认连接成功。

通过 DDLW 读/写服务,连接可用来为用户传送数据,在传送用户数据的过程中,允许任何长度的间歇。如果需要,主设备可以在这些间歇中自动插入监视报文 (Idle-PDUS),这样,MSAC-C2 连接具有时间自动监控的连接。建立连接时,DDL M-Initiate 服务规定了监控间隔。如果连接监视器监测到故障,将自动终止主站和从站的连接。还可再建立连接或由其他伙伴使用。从站的服务访问点 40~48 和 DPM2 的服务访问点 50 保留,为 MSAC-C2 使用。

#### 4.3.3.5 Profibus-DP 行规

行规对用户数据的含义作了具体的说明,并且具体规定了 Profibus-DP 如何用于应用领域。利用行规可使不同厂商所生产的不同零部件互换使用。以下的 Profibus-DP 行规是已更新过的 (括号内的数字是文件编号):

(1) NC/RC 行规 (3.052):描述如何通过 Profibus-DP 对操作机器人和装配机器人进行控制。根据详细的顺序图解,从高级自动化设施的角度描述机器人的运动和程序控制。

(2) 编码器行规 (3.072):描述带单转或多转分辨率的旋转编码器、角度编码器和线性编码器与 Profibus-DP 的连接,这些设备分两个等级定义了基本功能和附加功能,例如标定、中断处理和扩展的诊断。

(3) 变速传动行规 (3.072):传动技术设备的主要生产厂商共同制定了 Profidrive 行规。此行规规定了传动设备如何参数化以及如何传送设定值和实际值,这样不同厂商的传动设备可以互换。此行规包括对速度控制和定位的必要的规格参数,规定基本的传动功能,而又为特殊应用扩展和进一步发展留有余地。

(4) 操作员控制和过程监视行规 (HMI) (3.082):规定了操作员控制和过程监视设备 (HMI) 如何通过 Profibus-DP 连接到更高级的自动化设备上。此行规使用扩展的 Profibus-DP 功能进行通信。

#### 4.3.3.6 电子设备数据文件 (GSD)

为了将不同的厂家生产的 Profibus 产品集成在一起,生产厂家必须以 GSD 文件 (电子设备数据库文件) 方式描述这些产品的功能参数 (如 I/O 点数、诊断信息、传输速率、时间监视等)。标准的 GSD 数据将通信扩大到操作员控制级。使用 GSD 所做的组态工具可将不同厂商生产的设备集成到同一总线系统中。

(1) GSD 文件的格式:GSD 文件是一个 ASCII 文本文件,由标识符 # Profibus-DP 开始,随后指定此设备所支持的所有参数,如 Vender\_Name (M)、Revision (M)、Protocol\_Ident (M) 等。所有这些参数都应由设备制造商提供并以电子设备数据单的形式交付给用户。

(2) GSD 文件的结构:GSD 文件可分为以下三个部分:

1) 总规范,包括生产厂商的设备名称、硬件和软件版本、传输速率、监视时间间隔、总线插头指定信号。

2) 与 DP 有关的规范,包括适用于主站的各项参数,如允许从站个数、上装/下装能力。

3) 与 DP 从站有关的规范,包括与从站有关的一切规范,如输入/输出通道数、类型、诊断数据等。

#### 4.3.4 Profibus-FMS

Profibus-FMS 的设计旨在解决车间一级的通信。在这一级,可编程控制器 (如 PLC 与 PC) 可以 FMS 方式互相

通信,强有力的 FMS 服务向人们提供了广泛的应用范围和更大的灵活性。在这个应用领域,高性能的功能要求远比系统的快速反应时间更重要。

##### 4.3.4.1 Profibus-FMS 的主要功能

(1) 面向对象的客户机/服务器模型。

(2) Profibus-FMS 服务包括以下七种:

1) 建立和释放逻辑连接 (上、下文环境管理)。

2) 读写变量 (变量存取)。

3) 装载和读出数据区 (定义域管理)。

4) 连接、开始和停止程序 (程序调用管理)。

5) 高或低优先权的发送事件信息 (事件管理)。

6) 状态请求和设备辨认 (VFD 支持)。

7) 对象字典的管理服务 (对象字典管理)。

(3) 现场总线的通信关系有以下五种:

1) 主—主连接。

2) 数据循环与非循环的主—从连接。

3) 具有从站启动的数据循环和非循环的主—从连接。

4) 非连接的通信关系。

5) 连接属性 (开放、定义、开始)。

(4) 点对点或者选择广播/广播通信。

(5) 带可调监视时间间隔的自动连接。

(6) 本地和远程网络管理功能有以下三种:

1) 上、下文环境管理。

2) 故障管理。

3) 组态管理。

(7) 主站和从站设备,单主或多主系统配置。

(8) 每项服务的数据最多为 240 字节。

##### 4.3.4.2 Profibus-FMS 应用层

Profibus-FMS 应用层提供了用户使用的通信服务。这些服务包括访问变量、程序传递、事件控制等。Profibus-FMS 应用层包括下列两部分:

(1) 现场总线信息规范 (Fieldbus Message Specification, FMS):描述了通信对象和应用服务。

(2) 低层接口 (Lower Layer Interface, LLI):Profibus-FMS 服务到第二层的接口。

##### 4.3.4.3 Profibus-FMS 通信模型

Profibus-FMS 利用通信关系将分散的应用过程统一到一个共用的过程中。在应用过程中,可用来通信的那部分现场设备为虚拟现场设备 VFD (Virtual Field Device),在实际现场设备与 VFD 之间建立一个通信关系表,通信关系表是 VFD 通信变量的集合,如零件数、故障率、停机时间等。VFD 通过通信关系来完成对实际现场设备的通信。

##### 4.3.4.4 通信对象与通信字典

对象字典包括描述、结构和数据类型以及通信对象的内部设备地址和它们在总线上的标志 (索引/名称) 之间的关系。它确认五种静态通信对象,即简单变量、数组、记录、域和事件,还确认两种动态通信对象,即程序调用和变量表。

每个 Profibus-FMS 设备的所有通信对象都填入该设备的本地对象字典 (OD) 中。对于简单设备,对象字典可以预先定义。涉及复杂设备时,对象字典可在本地或远程组态和加载。静态通信对象填入静态对象字典中,动态通信对象填入动态对象字典中。每个对象都有唯一的索引,为避免非授权存取,每个通信对象可选用存取保护。

字典包括下列元素:

1) 头:包含对象字典结构的有关信息。



- 2) 静态数据类型表: 所支持的静态数据类型列表。
- 3) 变量列表的动态列表: 所有已知变量列表。
- 4) 动态程序列表: 所有已知程序列表。

对象字典的各部分只有当设备实际支持这些功能时才提供。它们可由设备的制造者预定义或在总线组态时指定。

#### 4.3.4.5 Profibus-FMS 服务

Profibus-FMS 服务项目是 ISO 9506 制造信息规范 MMS (Manufacturing Message Specification) 服务项目的子集。这些服务项目在现场总线应用中已被优化, 而且还加上了通信对象的管理和网络管理。Profibus-FMS 提供大量的管理和服

#### 4.3.4.6 Profibus-FMS 行规

Profibus-FMS 提供了范围广泛的功能来保证它的普遍应用。在不同的应用领域中, 具体需要的功能范围必须与具体应用要求相适应, 设备的功能必须结合应用来定义, 这些适应性定义称之为行规。行规提供厂设备的可互换性, 保证不同厂商生产的设备具有相同的通信功能。Profibus-FMS 对行规做了如下规定 (括号中的数字是文件编号):

(1) 控制间的通信 (3.002): 这一通信行规对 PLC 控制器之间通信的 Profibus-FMS 服务做了定义, 规定了每个 PLC 必须支持的服务、参数和数据类型。

(2) 楼宇自动化 (3.011): 此行规用于提供特定的分类和服务作为楼宇自动化的公共基础。行规描述了使用 Profibus-FMS 的楼宇自动化系统如何进行监控、开环和闭环控制、操作员控制、报警处理和档案管理。

(3) 低压开关设备 (3.032): 这是一个以行业为主的 Profibus-FMS 应用行规, 规定了通过 Profibus-FMS 通信过程中的低压开关设备的应用行为。

#### 4.3.5 Profibus-PA

从本质上来说, Profibus-PA 是 Profibus-DP 在现场级的通信扩展。它采用的总线机制 (数据传输技术) 能够满足过程工业本征安全以及系统和产品互操作性的要求, 保证处于危险环境中的变送器和执行器与中央自动化系统的通信。

Profibus-PA 是为过程自动化特别设计的, 将自动化系统和过程控制系统与压力、温度和液位变送器等现场设备连接起来, 可用来替代 4~20mA 的模拟技术。使用传统方法与使用 Profibus-PA 的比较如图 3.7-28 所示。

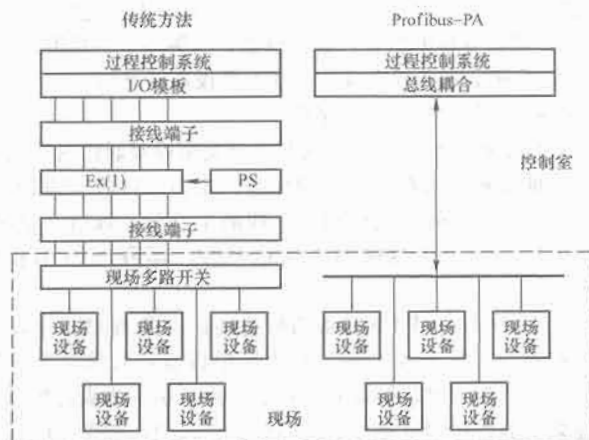


图 3.7-28 使用传统方法与使用 Profibus-PA 的比较

从现场到现场的多路开关基本一致。然而, 如果测量点分布很广, Profibus-PA 所需的电线明显减少。使用传统布

线方法, 每一个信号都需独立引线至过程控制系统的 I/O 模板, 每个设备都需单独电源 (甚至需要在有爆炸危险区域使用的电源)。相反, 使用 Profibus-PA 只使用一对电线就可以传输所有信息并向现场设备供电, 不仅节省了电缆费用, 同时减少了系统所需的 I/O 模板数量。Profibus-PA 可以使用简单的一对电线进行测量、控制和调节, 并可以在本安场合向现场设备供电。

(1) Profibus-PA 的特性。Profibus-PA 具有如下的特性:

1) 适合过程自动化应用的行规使不同厂商生产的现场设备具有互操作性。

2) 即使在本征安全地区, 增加和拆除总线站点也不会影响其他站点的正常运行。

3) 在过程自动化的 Profibus-PA 段与制造自动化的 Profibus-DP 段之间通过耦合器连接, 可实现两段间的透明通信。

4) 使用与 IEC 1168-2 技术相同的双绞线完成远程供电和数据传送。

5) 在潜在的爆炸危险区可使用防爆型“本征安全”或“非本征安全”。

(2) Profibus-PA 传输协议: Profibus-PA 采用 Profibus-DP 的基本功能来传送测量值和状态, 并用扩展的 Profibus-DP 功能来制定现场设备的参数和进行设备操作。

Profibus-PA 的第一层基于 IEC 1158-2 的两线技术, 第二层和第一层之间的接口在 DIN19245 系列标准的第 4 部分做出了规定。

在 IEC 1158-2 段传输时, 报文被加上起始和结束界定符, 如图 3.7-29 所示。

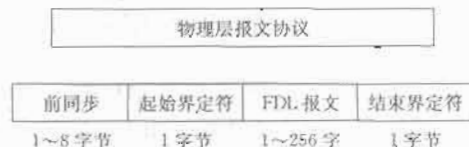


图 3.7-29 总线上 Profibus-PA 数据传输

(3) Profibus-PA 设备行规: 这是专为过程自动化制定的行规 (3.042)。该行规保证了不同厂商所生产的现场设备的互换性和互操作性, 它是 Profibus-PA 的一个组成部分。行规的任务是选用各种类型的现场设备真正需要通信的功能, 并提供这些设备功能和设备行为的一切必要规格。

目前, Profibus-PA 行规已对所有通用的测量变送器和其他的一些设备类型做了具体规定, 如压力、液位、温度和流量变送器、数字量输入和输出、模拟量输入和输出、阀门、定位器等。

#### 4.3.6 Profibus 通信接口

Profibus 是开放的、与制造商无关、无知识产权保护的。因此, 世界上任何人都可以获得这个标准并设计各自的软、硬件解决方案。

下面是几种实现方案及其比较。

(1) 单片机+软件的实现。原则上, Profibus 协议在任何微处理器上都可以实现通信接口的开发。但是, 这种实现方式有其局限性。单片机的波特率的计算公式为

$$\text{波特率} = f / 32 \times (65536 - T)$$

或

$$\text{波特率} = f / 16 \times (65536 - T)$$

则单片机的主频限制了最大通信速率。如果选用 24MHz 主频的单片机, 取  $T = 65535$ , 则由两种算式得到单片机的最大波特率分别为 750kb/s 和 1.5Mb/s。



其实这是最理想的情况,实际上很难达到这样的速度。所以当数据传输速率超过 500kb/s 或需要使用 IEC 1158-2 传输技术时,建议使用协议专用芯片或其他方式。

虽然用单片机开发 Profibus 通信接口在技术上是可行的,而且还有价格优势,但是存在很多实际问题。这要求开发人员透彻了解 Profibus 技术细节,开发周期长,开发的产品的技术指标低,测试过程复杂。因此这一方案的开发目标不在产品化,而是技术研究与教学,适合学习现场总线 Profibus 技术的学生、教师、研究人员使用。

(2) 使用 Profibus 通信专用 ASICs。利用 Profibus 通信专用 ASICs 芯片实现 Profibus 接口的开发有两种情况:一种是由不用外加微处理器支持的专用通信芯片如 SPM2、68360 等实现;另一种是直接利用微处理器和 Profibus 通信专用 ASIC 芯片如 LSPM2、SPC3、SPC4、ASPC2 等,以及一些外设来实现通信接口。这两种方法选择相应的芯片,都能满足主/从站和波特率在 9.6kb/s~12Mb/s 之间的要求。

使用这种方案开发 Profibus 接口,产品成本较高,开发周期长,产品成熟需要较长时间;要求开发人员具备单片机和电路设计制作经验,还需了解 ASIC 芯片的技术内容、GSD 文件和一定的 Profibus 技术细节,如 Profibus 协议的相关内容,特别是基本概念、技术术语;在选择可选功能如同步、锁存、安全模式、用户外部诊断、用户参数化报文等时,需要对功能的概念有细致地了解;此外,在搭建一个调试与测试平台时还需要 Profibus 系统配置有关技术的基础知识。虽然该方案技术较复杂,但较为灵活,技术指标高,能满足各种需要,比较适合资金雄厚的大企业生产市场批量大的 Profibus 产品。

(3) 使用总线桥技术的实现。所谓总线桥技术就是将不具有 Profibus 通信功能的产品通过使用嵌入式 Profibus 接口接入 Profibus 总线系统。技术人员所要做的工作就是从相关厂家购置接口板,按照接口板的接插件和管脚定义修改自己产品的电路板(可能涉及结构的调整),使两块板通过串行口在物理上接口,然后将用户样板提供的源程序移植到用户产品软件中,按照一个推荐的调试系统和 GSD 文件调试产品。

对于这种接口开发方式,开发人员需要有单片机产品开发经验及 Profibus 产品应用经验,不必了解 Profibus 技术细节,开发技术要求不高,开发周期短,成本低,技术指标高,升级快,测试认证快,拥有产品的自主知识产权,产品也符合技术标准,比较适合没有现场总线技术开发基础的企业。

#### 4.4 基金会现场总线 FF

##### 4.4.1 FF 现场总线的基本特性

基金会 FF (Foundation Fieldbus) 现场总线是为适应自动化系统,特别是过程自动化系统在功能、环境与技术上的需要而专门设计的。它可以工作在生产的现场环境下,能适应本质安全防爆的要求,还可通过传输数据的总线为现场设备提供工作电源。

这种现场总线标准是由现场总线基金会 (Fieldbus Foundation) 组织开发的,得到了世界上主要自控设备供应商的广泛支持,具有较强的影响力。现场总线基金会的目标是致力于开发出统一标准的现场总线。1996 年该组织颁布了低速总线 H1 的标准,并安装了示范系统,将不同厂商生产的符合 FF 规范的仪表互连为控制系统和通信网络,使 H1 低速总线步入实用阶段。

基金会现场总线的系统是开放的,可由不同制造商生产的测量、控制设备构成。这些主设备在产品开发期间通过一致性测试,确保产品与协议规范的一致性。当把不同制造商的产品连接于同一网络系统时,作为网络节点的各设备间应可实现互操作,同时还允许不同厂商生产的相同功能的设备之间进行相互替换。

基金会现场总线的最大特色就在于它不仅是一种总线,而且是一个网络系统。作为新型自动化系统区别于以前各种自动化系统的特征就在于它所具有的开放型数字通信能力,使自动化系统具备网络化特征。而作为一种通信网络有别于其他网络系统的特征在于它位于工业生产现场,其网络通信是围绕完成各种自动化任务进行的。

基金会现场总线系统作为全分布式自动化系统,要完成的主要功能包括对工业生产过程中的各个参数进行测量、信号变送、控制、显示、计算等,实现对生产过程的自动检测、监视、自动调节、顺序控制和自动保护,保障工业生产处于安全、稳定、经济的运行状态。这里的全分布式自动化系统是相对于其他类别的自动化系统而言的。目前在工业生产中广为采用的 DCS 被称之为集散式系统,它打破了计算机控制系统发展初期由单台计算机统管整个车间甚至工厂的集中控制模式,但这种系统仍然为数字控制器与模拟变送器组成的模拟—数字混合系统,模拟变送器位于工艺设备的生产现场,而控制器一般位于集中控制室。从构成控制系统的信号流角度来看,在现场把被控参数转换为测量信号后,被送往位于集中控制室的控制器,经控制运算后,再把所得到的操作信号由控制室送往各生产现场的调节器或控制电动机,这样即使是一个简单回路控制系统,其信号的必经路径也将会较长,因而会引发许多弊端和隐患。比如在控制室与现场之间的连线出现断线或短路故障时,控制室的计算机或控制器将对生产现场失去控制,而单凭现场仪表又不能实现控制功能,会给生产造成影响。

现场总线的全分布式自动化系统则把控制功能完全下放到现场,仅由现场仪表即可构成完整的控制功能。由于基金会现场总线的现场变送、执行仪表(以下也称之为现场设备)内部都具有微处理器,现场设备内部可以装入控制计算模块,只需通过处于现场的变送器、执行器之间的连接便可组成控制系统,这个意义上的全分布无疑将增强系统的可靠性和系统组织的灵活性。当然,这种控制系统还可以与别的系统或特定的计算机进行信息交换,构成各种高性能的控制系统。

基金会现场总线系统作为低带宽的通信网络,把具备通信能力同时具有控制测量等功能的现场自控设备作为网络的节点,由现场总线把它们互连为网络,通过网络上各节点间的操作参数与数据调用,实现信息共享与系统的各项自动化功能。各网络节点的现场设备具备通信接收、发送与通信控制能力,它们的各项自动化功能是通过网络节点间的信息传输、连接、各部分的功能集成而共同完成的,因而称之为网络集成自动化系统。网络集成自动化系统的目的是实现人与人、机器与机器、人与机器、生产现场的运行控制信息与办公室的管理指挥信息的沟通和一体化,借助网络的信息传输与数据共享组成多种复杂的测量、控制、计算功能,更有效、方便地实现生产过程的安全、稳定、经济地运行,并进一步实现管控一体化。

基金会现场总线作为工厂的底层网络相对于一般广域网、局域网而言,它是低速网段,其传输速率的典型值为 31.25kb/s、1Mb/s 和 2.5Mb/s。它可以由单一总线段或多

总线段构成,也可以由网桥把不同传输速率、不同传输介质的总线段互连而构成,网桥在不同总线段之间透明地转换、传送信息,还可以通过网关或计算机接口板将其与工厂管理层的网段挂接,彻底打破了多年来未曾解决的自动化信息孤岛的格局,形成了完整的工厂信息网络。

基金会现场总线围绕工厂底层网络 and 全分布自动化系统两个方面形成了技术特色,其主要技术特征如下:

(1) 基金会现场总线的通信技术:它包括基金会现场总线的通信模型、通信协议、通信控制器芯片、通信网络与系统管理等内容,涉及一系列与网络相关的硬、软件,如通信软件、被称之为圆卡的仪表用通信接口卡、FF 与计算机的接口卡、各种网关、网络中继器。它是现场总线的核心基础技术之一,无论对于现场总线设备的开发制造单位,还是设计单位、系统集成商以至用户,都具有重要作用。

(2) 标准化功能块(Function Block, FB)与功能块应用进程(Function Block Application Process, FBAP):它提供一个通用结构,把实现控制系统所需的各种功能划分为功能模块,使其公共特征标准化,规定它们各自的输入、输出、算法、事件、参数,并将它们组成为可在某个现场设备中执行的应用进程,便于实现不同制造商产品的混合组态与调用。功能块的通用结构是实现开放系统构架的基础,也是实现各种网络功能与自动化功能的基础。

(3) 设备描述(Device Description, DD)与设备描述语言(Device Description Language, DDL):为实现现场总线设备的互操作性,支持标准的功能块操作,基金会现场总线采用了设备描述技术,为控制系统理解现场设备的数据意义提供必要的信息,因而也可以看作控制系统或主机对某个设备的驱动程序,即设备描述是设备驱动的基础。设备描述语言是一种用以进行设备描述的标准编程用语言。采用设备描述编译器,把 DDL 编写的设备描述源程序转换为机器可读的输出文件。控制系统正是凭借这些机器可读的输出文件来理解各制造商的设备的数据意义。

(4) 现场总线通信控制器与智能仪表或工业控制计算机之间的接口技术:在现场总线的产品开发中常采用 OEM 集成方法构成新产品,已有多家供应商向市场提供 FF 集成通用控制芯片、通信栈软件等。把这些部件与其他供应商开发的或自行开发的完成测量控制功能的部件集成起来,即可组成现场智能设备的新产品。要将通信卡与实现变送、执行功能的部件构成一个有机的整体,要通过 FF 的 PC 接口卡将总线上的数据信息与上位的各种 MMI(即人机接口)软件、高级控制算法融为一体,尚有许多智能仪表本身及其与通信软硬件的接口工作需要做。如 OPC 技术,将这一技术引入到过程控制系统,使现场总线控制系统比较容易地与现有的计算机平台结合起来,使工厂网络的各个层次可以在网络上共享数据与信息。可以认为,OPC 是实现数据开放式传输的基础。

(5) 系统集成技术:它包括通信系统与控制系统的集成,如网络通信系统组态、网络拓扑、配线、网络系统管理、控制系统组态、人机接口、系统管理维护等,是一项集控制、通信、计算机、网络等多方面的知识,并集软硬件于一体的综合性技术。它在现场总线技术开发初期,在技术规范、通信软件不成熟时具有特殊的意义,对系统设计单位、用户、系统集成商更是具有重要作用。

(6) 系统测试技术:它包括通信系统的一致性与可互操作性测试技术、总线监听分析技术、系统功能与性能测试技术。一致性与可互操作是为保证系统的开放性而采取的重要

措施,一般要经授权过的第三方认证机构进行专门测试,验证符合统一的技术规范后,将测试结果提交基金会登记注册,授予 FF 标志。只有具备了 FF 标志的现场总线产品才是真正的 FF 产品,其通信的一致性与系统的开放性才有相应保障。有时由具有 FF 标志的现场设备所组成的实际系统还需进一步进行互操作性测试和功能、性能测试,以保证系统的正常运转并达到所要求的性能指标。总线监听分析用于测试判断总线上通信的流通状态,以便于通信系统的调试、诊断与评价。对现场总线设备构成的自动化系统功能、性能测试技术还包括其实现的各种控制系统功能的能力、指标参数的测试,并可在测试的基础上进一步开展对通信系统自动化系统综合指标的评价。

#### 4.4.2 FF 现场总线的物理层

FF 现场总线标准共有四层协议,即物理层、数据链路层、应用层和用户层。其中,物理层规定了信号如何发送;数据链路层规定如何在设备间共享网络和调度通信;应用层规定了在设备间交换数据、命令、事件信息以及请求应答中的信息格式;用户层则用于组成用户所需要的应用程序,如规定标准的功能块、设备描述,实现网络管理、系统管理等。下面着重介绍物理层。

(1) 物理层的功能。物理层用于实现现场物理设备与总线之间的连接。它作为电气接口,一方面接收来自数据链路层的信息,经再加工变为物理传导,传送到现场总线的传输媒体上;另一方面把接收到的来自总线传输媒体的物理信号进行相反处理后送往数据链路层,考虑到现场设备的安全稳定运行,该层应具备电气隔离、信号滤波等功能。现场总线的传输介质一般为两根导线,如双绞线,因而其机械接口相对较为简单。

(2) 物理层的结构。物理层标准 IEC 1158-2 已通过多年,按其规范的有关规定,物理层又被分为媒体相关子层和媒体无关子层。媒体相关子层负责处理导线、光纤、无线介质等不同传输媒体、不同速率的信号转换问题,也称媒体访问单元。媒体无关子层则是媒体访问单元与数据链路层之间的接口,有关信号编码、增加或去除前导码和定界码的工作均在此子层中完成。

这里设有专用电路来实现编码等功能。IEC 规定的物理层所包含的内容如图 3.7-30 所示。由图可以看出,对不同种类介质、不同传输速率要求的场合,应分别设置不同的物理层实体。

图 3.7-31 所示为一个介质为导线的媒体接口部分的电路框图。媒体接口电路部分主要完成信号滤波与处理、信号驱动及其控制、电路隔离等功能,为媒体无关子层提供合格



图 3.7-30 IEC 物理层的结构与主要内容

的物理信号波形。

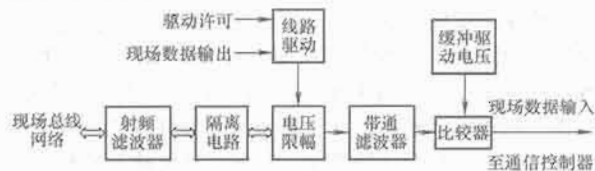


图 3.7-31 导线媒体接口

(3) 传输介质。传输介质可以采用双绞线、电缆、光缆及无线介质，目前应用较为广泛的是前两种。H1 标准采用的电缆类型可分为屏蔽双绞线、屏蔽多对双绞线、无屏蔽双绞线、多芯屏蔽电缆等几种类型。显然，线缆种类、线径粗细不同，对传输信号的影响就不同。现场总线基金会对采用不同线缆时的最大传输距离规定见表 3.7-6。

表 3.7-6 电缆类型与传输距离的关系

电缆类型	电缆型号	传输速率	最大传输距离 (m)
A 屏蔽双绞线	#18AWG	H131.25kb/s	1900
	#22AWG	H21Mb/s	750
	#22AWG	H22.5Mb/s	500
B 屏蔽多对双绞线	#22AWG	H131.25kb/s	1200
C 无屏蔽双绞线	#22AWG	H131.25kb/s	400
D 多芯屏蔽电缆	#16AWG	H131.25kb/s	200

(4) 信号编码。FF 现场总线的通信信号由以下几种编码组成：

1) 协议报文编码：它携带了现场总线要传输的数据报文，这些数据报文由上层的协议数据单元生成。FF 现场总线采用曼彻斯特编码技术将数据编码加载到直流电压或电流上形成物理信号。这种数据编码在每个时钟周期的中间都必然会存在一次电平的跳变。每帧协议报文的长度为 8~273 个字节。

2) 前导码：这是置于通信信号最前端且特别规定的 8 位数字信号 10101010，即一个字节。该码相当于电话传导中的振铃信号，用于唤醒接收设备，并使之与发送设备保持同步。

3) 帧前界定码：它表明了现场总线信息的起点，其长度为 8 个时钟周期，或称一个字节。该码由特殊的 N+ 码、N- 码和正负跳变脉冲按规定的顺序组成。这里，N+ 码在整个时钟周期都保持高电平，N- 码在整个时钟周期都保持低电平，即它们在时钟周期的中间不存在电平的跳变。接收端的接收器利用该码来找到现场总线信号的起点。

4) 帧结束码：它标志着现场总线信息的终止，其长度也为 8 个时钟周期。该码由特殊的 N+ 码、N- 码和正负跳变脉冲按规定的顺序组成，当然，其组合顺序不同于起始码。

前导码、帧前界定码、帧结束码都是由物理层的硬件电路生成并加载到物理信号上的。前导码、帧前界定码和帧结束码由发送端驱动自动加载到发送序列之中，并在接收端的接收器中被自动除掉。

(5) 现场设备。现场设备是连接到现场总线上并与之通信的物理实体。按 FF 现场总线的相关规范，符合 H1 规范的现场设备的分类情况见表 3.7-7。对总线供电类的设备，由于挂在总线不同位置上的设备从总线所得到的电压会有所不同，因而必须对满足设备正常工作的电压、电流范围等

参数做出明确规定。表 3.7-8 中列出了总线供电的本质安全型标准设备对于 FF 现场总线的推荐参数，其他类现场设备的推荐参数可查寻相应规范。

表 3.7-7 H1 现场设备的分类与编号

类 型	标准信号		低功耗信号	
	总线供电	分开单独供电	总线供电	分开单独供电
本质安全型	112	112	121	122
非本质安全型	113	114	123	124

注 H2 规范现场设备的编号为 2××, 3××。

表 3.7-8 111 类现场设备的推荐参数

参数	设备 允许电压	设备 允许电流	设备 输入电源	设备 残余容抗	设备 残余感抗
推荐值	最小 24V	最小 250mA	1.2W	<5nF	<20μH

(6) 网络拓扑结构。低速现场总线 H1 支持点对点连接线和总线型、菊花链型、树型拓扑结构，而高速现场总线 H2 只支持总线型拓扑结构。图 3.7-32 所示为 H1 低速现场总线拓扑结构示意图。

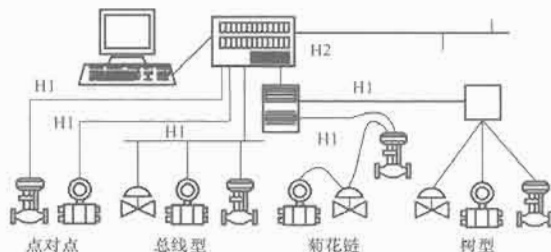


图 3.7-32 低速总线拓扑结构

FF 现场总线支持桥接网，可通过网桥把不同速率、不同类型媒体的网段连成网络，网桥设备有多个口，每个口有一个物理层实体。

#### 4.4.3 FF 现场总线协议

基金会现场总线的核心部分之一是实现现场总线信号的数字通信。为了实现通信系统的开放性，其通信模型参考 ISO/OSI 参考模型，并在此基础上根据自动化系统的特点进行演变而得到的。基金会现场总线的参考模型只具备 ISO/OSI 参考模型七层中的三层，即物理层、数据链路层和应用层，并按照现场总线的实际要求，把应用层划分为两个子层——总线访问子层与总线报文规范子层。它省去了中间的 3~6 层，即不具备网络层、传输层、会话层与表示层。不过它又在原有 ISO/OSI 参考模型第 7 层应用层之上增加新的一层——用户层。这样可以将其通信模型视为 4 层，其中，物理层规定了信号如何发送；数据链路层规定如何在设备间共享网络和调度通信；应用层规定了在设备间交换数据、命令、事件信息以及请求应答中的信息格式；用户层则用于组成用户所需要的应用程序，如规定标准的功能块、设备描述，实现网络管理、系统管理等。不过，在相应软硬件开发的过程中，往往把除去最下端的物理层和最上端的用户层之后的中间部分作为一个整体，统称为通信栈。这时，现场总线的通信参考模型可简单地视为三层。

变送器、执行器等都属于现场总线的物理设备。每个具有通信能力的现场总线物理设备都有通信模型。通信模型的主要组成及相互关系如图 3.7-33 所示。

图 3.7-33 从物理设备构成的角度表明了通信模型的主要组成部分及其相互关系，在分层模型的基础上更详细地表



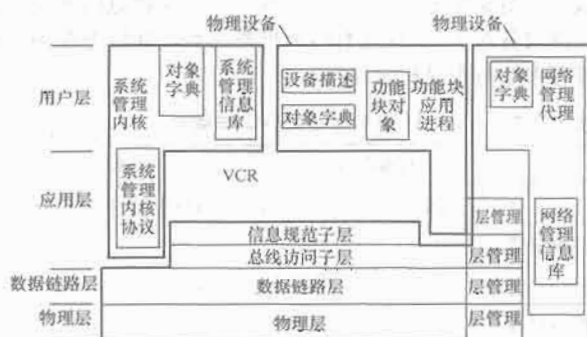


图 3.7-33 通信模型的主要组成部分及其相互关系

明了通信的主要组成部分。可以看出，通信参考模型所对应的4个分层，即物理层、数据链路层、应用层、用户层，并按各部分在物理设备中要完成的功能被分为三大部分：通信实体、系统管理内核、功能块应用进程。各部分之间通过虚拟通信关系（Virtual Communication Relationship, VCR）来沟通信息。VCR表明了两个或多个应用进程之间的关联，或者说，虚拟通信关系是各应用之间的逻辑通信通道，是总线访问子层所提供的服务。

通信实体贯穿从物理层到用户层的所有各层，由各层协议与网络管理代理共同组成。通信实体的任务是生成报文与提供报文传送服务，是实现现场总线信号数字通信的核心部分。层协议的基本目标是构成虚拟通信关系。网络管理代理则是借助各层及其层管理实体支持组态管理、运行管理、出错管理的功能。各种组态、运行、故障信息保存在网络管理信息库（Network Management Information Base, NMIB）中，并由对象字典（Object Dictionary, OD）来描述。对象字典为设备的网络可视对象提供定义与描述。为了明确定义、理解对象，把例如数据类型、长度一类的描述信息保留在对象字典中。可以通过网络得到这些保留在OD中的网络可视对象的描述信息。

系统管理内核（System Management Kernel, SMK）在模型分层结构中只占有应用层和用户层的位置。系统管理内核主要负责与网络系统相关的管理任务，如确定本设备在网段中的位置，协调与网络上其他设备的动作和功能块的执行时间，用来将控制系统管理操作的信息组织成对象，存储在系统管理信息库（System Management Information Base, SMIB）中。系统管理内核包含现场总线系统的关键结构和可操作参数，它的任务是在设备运行之前将基本的系统信息置入SMIB，然后根据系统专用名分配给该设备一个永久的数据链接地址，并在不影响网络上其他设备运行的前提下，把该设备带入到运行状态。系统管理内核采用系统管理内核协议与远程SMK通信。当设备加入到网络之后，可以按需要设置远程设备和功能块。由SMK提供对象字典服务，例如在网络上对所有设备广播对象名，等待包含这一对象的设备的响应，然后获取网络中有关对象的信息。为协调与网络上其他设备的动作和功能块同步，系统管理还为应用时钟同步提供一个通用的应用时钟参考，使每个设备能共享共同的时间基准，并可通过调度来控制功能块的执行时间。

功能块应用进程（Function Block Application Process, FBAP）在模型分层结构中位于应用层和用户层。功能块应用进程主要用于实现用户所需要的各种功能。应用进程AP是ISO 7498中为参考模型所定义的名词，用以描述留驻在设备内的分布式应用。AP一词在现场总线系统中是指设备内部实现一组相关功能的整体。功能块为实现某种应用功能

或算法，按某种方式反复执行的函数模块，功能块提供一个通用结构来规定输入、输出、算法和控制参数，把输入参数通过这种模块化的函数转换为输出参数。如PID功能块完成现场总线系统中的控制计算，AI功能块完成参数输入，还有用于远程输入输出的交互模块等。每种功能块被单独定义，并可为其他功能块所调用。由多个功能块及其相互连接集成为功能块应用。在功能块应用进程这部分，除了功能块对象之外，还包括对象字典OD和设备描述DD。采用OD和DD来简化设备的互操作，因而也可以把OD和DD看作支持功能块应用的标准化工具。

图3.7-34所示为现场总线协议结构的内容和模型中每层应该附加的信息，反映了现场总线报文信息的形成过程。

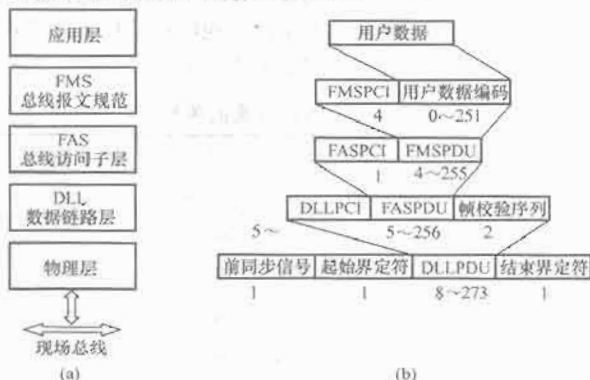


图 3.7-34 基金会现场总线协议结构和各层附加信息  
(a) 现场总线结构；(b) 各层附加信息

#### 4.4.4 FF 现场总线中的智能单元与功能模块

基金会现场总线用户层中常用的功能模块类型如图3.7-35所示。



图 3.7-35 基金会现场总线常用的功能模块类型

(1) 转换块：转换块按所要求的频率读取传感器中的硬件数据，并将其写入相应的硬件中。它不包含运用该数据的功能块，这样便于把读取、写入数据的过程从制造商的专有物理I/O特性中分离出来，提供功能块的设备入口，并执行一些功能。转换块包含量程数据、传感器类型、线性化、I/O

数据表示等信息。它可以加入本地读取传感器功能块或硬件输出功能块中，通常每个输入或输出功能块内部都会有一个转换块。

(2) 资源块：资源块描述现场总线的设备特征，如设备名称、制造商与系列号。每台设备中仅有一个资源块。为了使资源块能够表达这些特征，规定了一组参数。资源块没有输入或输出参数。它将功能块与设备的硬件特征相隔离，可以通过资源块在网络中访问与资源块相关的设备的硬件特征。资源块也有相应的算法，用以监视和控制物理设备硬件的一般操作。其算法的执行取决于物理设备的特性，由制造商规定，该算法可能引起事件的发生。

(3) 功能块：功能块提供控制系统的行为，它的输入、输出参数可通过现场总线链接。各功能块的执行均受系统管理（SM）精确调度。功能块是参数、算法和事件三者的完整组成，由外部事件驱动功能块的执行，通过算法把输入参数转换为输出参数，实现应用系统的控制功能。对于输入和输出功能块，要把它们连接到转换块，与设备的I/O硬件相



互联系。

功能块的执行是按周期性调度或由事件驱动的。一个用户程序中可有多个功能块。基金会现场总线定义了多个标准功能块。

1) 输入/输出功能块包括以下几部分:

模拟输入功能块 AI  
模拟输出功能块 AO  
多通道模拟输入功能块 MAI  
多通道模拟输出功能块 MAO  
开关量输入功能块  
开关量输出功能块  
多通道开关量输入功能块 MDI  
多通道开关量输出功能块 MDO  
脉冲输入功能块 PUL  
步进 PID 输出功能块 STEP

2) 控制算法功能块包括以下几部分:

手动加载功能块 ML  
偏置与增益功能块 B/G  
比率功能块 RATIO  
PID 控制算法功能块 PID  
先进 PID 控制算法功能块 APID  
计算功能块 ARTH  
先进函数功能块 AEQU  
输出分程功能块 SPLT  
信号曲线功能块 CHAR  
累积积分功能块 INTG  
模拟报警功能块 AALM  
输入选择功能块 ISEL  
设定值程序发生功能块 SPG  
定时器和逻辑功能块 TIME  
超前一滞后补偿功能块 LLAG  
动态限幅和输出选择功能块 OSDL  
常数功能块 CT  
时间盲区功能块 DT  
RS/D 及边沿触发器功能块 FFET  
柔性功能块 FFB  
Modbus 控制“主”功能块 MBCM  
Modbus 控制“从”功能块 MBCS  
Modbus 监视“主”功能块 MBSM  
Modbus 监视“从”功能块 MBSS

#### 4.4.5 系统与设备管理

##### 4.4.5.1 系统管理

每个设备中都有系统管理实体。该实体由用户应用和系统管理内核 (System Management Kernel, SMK) 组成。系统管理内核 SMK 可看作一种特殊的应用进程 AP。从它在通信模型中的位置可以看出, 系统管理是通过集成多层的协议与功能而完成的。系统管理可完成现场设备的地址分配、寻找应用位号、应用时钟的同步、功能块调度、设备识别以及对系统管理信息库 SMIB 的访问等功能。

(1) 现场设备地址分配: 现场设备地址分配应保证现场总线网络上的每个设备只对应唯一的一个节点地址。首先给未初始化的设备离线地分配一个物理设备位号, 然后使设备进入初始化状态。设备在初始化状态下并没有被分配节点地址, 但能附属于网络。一旦处于网络之上, 组态设备就会发现该新设备并根据它的物理设备位号给它分配节点地址。它包括一系列由定时器控制的步骤, 以使系统管理代理定时地

执行它们的动作和响应管理员请求。在错误情况下, 代理必须有效地返回到操作开始时的状态。它也必须拒绝与它当时所处状态不相容的请求。

(2) 寻找应用位号: 以位号标识的对象有物理设备 (PD)、虚拟现场设备 (VFD)、功能块 (FB) 和功能块参数。现场总线系统管理允许查询由位号标识的对象, 包含此对象的设备将返回一个响应值, 其中包括对象字典目录和此对象的虚拟通信关系表。此外, 必要时还允许采用位号与其他特定应用对象发生联系。该功能还允许正在请求的用户应用决定是否复制已存在于现场总线系统中的位号。

(3) 应用时钟同步: SMK 提供网络应用时钟的同步机制。由时间发布者的 SMK 负责应用时钟时间与存在于数据链路层中的链路调度时间之间的联系, 以实现应用时钟同步。基金会现场总线支持存在冗余的时间发布者。为了解决冲突, 它利用协议规则来决定哪个时间发布者起作用。

SMK 没有采用应用时钟来支持它的任何功能。每个设备都将应用时钟作为独立于现场总线数据链路时钟而运行的单个时钟, 或者说, 应用时钟时间可按需要由数据链路时钟计算得到。

(4) 功能块调度: SMK 代理的功能块调度功能运用存储于 SMIB 中的功能块调度, 告知用户应用要执行的功能块, 或其他可调度的应用任务。

这种调度由被称为宏周期的功能块重复执行。宏周期起点被指定为链路调度时间。所规定的功能块起始时间是相对于宏周期起点的时间偏移量。通过这条信息和当前的链路调度时间 LS-time, SMK 就能决定何时向用户应用发出执行功能块的命令。功能块调度必须与链路活动调度器中使用的调度相协调。允许功能块的执行与输入/输出数据的传送同步。

(5) 设备识别: 现场总线网络的设备识别通过物理设备位号和设备 ID 来进行。系统管理还可以通过 FMS 服务访问 SMIB, 实现设备的组态与故障诊断。

(6) SMIB 的访问: SMIB 可看作虚拟现场设备管理 FMS 提供对它的远程应用访问服务, 以进行诊断和组态。采用 FMS 服务来访问 SMIB 时, 无论在网络操作之前还是在操作过程中, 都要允许设备的系统管理访问 SMIB, 也要允许远程应用从设备中得到管理信息。在虚拟现场设备 VFD 的对象字典 OD 中定义了 SMIB。系统管理规范中指明了哪个信息是可写的, 哪个信息是只读的。可利用系统管理内核协议 SMKp 访问这类信息。系统管理内核还可使本地应用进程通过本地接口得到系统管理信息库的信息。

##### 4.4.5.2 设备管理

现场总线的本质就是信息技术向控制系统底层的发展。现场总线的现场设备具有丰富的信息, 除了部分用于控制功能外, 大部分可以用于管理功能。基于 HART 通信的智能仪表虽然也可以提供设备管理功能, 但它需要一套和 DCS 并列的 HART 通信接口、多路器及软件, 这些不便使得基于 HART 的设备管理系统最终没有得到较大的推广。而对于基金会现场总线而言, 那些现场设备丰富的信息已经是网络可见的, 使用组态软件也可以获取感兴趣的任何信息。但为了仪表维护人员的使用更友好、方便, 仪表厂商开发出现场总线设备管理增值软件产品, 如 AMS (Asset Management Solution) 和 Asset View 等, 它们的功能包括档案管理、校准标定、监测诊断和存储处理。

例如设备的出厂序列号、材质、标定原理、时间地点和执行者等都保存在系统数据中, 既便于管理也不会轻易损毁。智能设备不仅可以随时诊断传感器、执行器本身是否正

常,甚至可以通过模型计算、推断、提示如导压管、三阀组之类的仪表配套部件可能存在的故障。智能的阀门定位器不仅通过同一条总线将实际阀门反馈回系统,而且对阀杆总行程进行累计,提示是否需要预防性维护。系统将设备历史数据进行存储和分析对比,以便掌握其性能的长周期动态变化。系统还可以通过互联网进行远程设备的维护管理。

这些功能的结果使得设备管理水平和系统的运行效率提高,运行成本降低,系统的无计划停止减少,最终提高企业的经济效益和竞争力。可以说现场设备管理技术是现场总线系统比DCS最明显、独特的技术进步和优越性之一,特别是对于有一定规模和技术水平的装置,这种优越性所带来的实际效果是非常明显的。

#### 4.4.6 系统组态与运行

基金会现场总线系统应该是一个完整的、协调而有序工作的自动化系统与网络系统。在系统启动运行之前,要作为系统组成部分的每个自控设备、网络节点规定其在系统中的作用与角色,设置某些特定参数,然后按一定的程序使各部分设备进入各自的工作状态,并集成为一个有序工作的系统。这就是系统的组态与运行要完成的任务。它是形成应用系统的重要步骤。

##### 4.4.6.1 组态信息

系统组态就是从系统整体需要的角度,为其组成成员分配角色,选择希望某个设备所承担的工作,并为它们完成这些工作设置好静态参数、动态初始参数以及不易丢失的参数值。

静态值是指那些在系统运行期间不变化的值。动态值是指那些会随系统运行状态的变化而变化,而且在电源掉电后会丢失的值。不易丢失的值是指那些在系统运行中的确会变化,但在电源掉电期间会保持的值。

基金会现场总线按设备参数组态的不同阶段,规定了组态的4个层次,包括制造商定义层组态、网络定义层组态、分布式应用定义层组态和设备定义层组态。不同层次规定不同的组态信息。

(1) 制造商定义层组态包括以下三部分:

1) 对象字典的定义和结构,每个网络可视AP的AP索引。

2) 提供制造商厂名、设备模块名、VFD管理、功能块应用进程VFD以及其他类VFD的版本号。

3) 对设备和虚拟现场设备的识别信息赋值。

(2) 网络定义层组态包括以下几部分:

1) 指定通信控制策略。

2) 选定的协议版本号。

3) 识别每个网段和设备。

4) 分配设备位号和数据链路地址。

5) 为每个总线段指定希望成为首选的链路主管。

6) 规定为每个链路活动调度器所采用的链路参数。

7) 指定一个主要的应用时钟发布者。

(3) 分布式应用定义层组态包括以下几部分:

1) 规定功能块应用进程FBAP的连接对象,并形成VCR。

2) 规定VCR列表,形成数据链路地址。

3) 规定功能块和LAS调度表以及宏周期。

4) 规定节点树构成图,包括转发和重发表。

(4) 设备定义层组态包括以下几部分:

1) 对用户AP赋予指定值。

2) 对NMIB赋予指定值。

3) 对SMIB赋予指定值。

##### 4.4.6.2 系统的组态

在把设备连接到处于工作状态的网路之前,采用带有系统专门信息的装载设备对某个现场设备进行的组态,称为离线组态。为了实现离线组态,必须给这个设备分配一个离线网络地址,当离线组态的装载完成之后,在从离线网络上把该设备卸掉之前,这个地址必须被清除。

离线组态主要装载两类信息:一类用于规定该设备在系统中所完成的功能;另一类用于规定该设备与这个系统中的其他设备间如何相互作用。一个设备的基本能力是由这个设备的软件和硬件的集成组合而实现的。通过把软件装载到设备中就可规定这个设备的基本能力。这里的基本能力包括该设备内所有应用进程的对象描述和相应应用进程索引,只要知道了这组基本能力之后,则不必实地把它们装载到设备中,便可进行离线组态。

对设备的功能组态从分配给它一个物理设备位号开始,它运用了系统管理内核的功能。进行在线地址分配之前,位号分配、功能块对象与参数都可以按照功能块应用进程规范进行组态。

对于第二类网络参数,即规定该设备与这个系统中其他设备间相互作用的参数,其参数装载也是在物理设备位号分配之后开始的。它包括每个FBAP及其连接对象,还把所有的预定义参数装入网络管理信息库,例如VCR列表和协议的专门信息。在把它们装入设备之前,最好检查一下所装入信息的正确性。

##### 4.4.6.3 系统启动运行

系统启动时,组成这个系统的各总线段分别启动。总线段接通电源时,位于这个总线段上的链路主设备如果判断出没有LAS在工作,就马上进入竞争LAS的过程。一般来说,第一个接通电源的链路主设备将赢得竞争而成为LAS,因为此时还没有其他设备进入到竞争之中,即还不存在竞争对手。如果某个链路主设备被设计为首选链路主管,当它进入在线状态时,将对现有LAS发出请求,让它退出LAS而把LAS角色转交给这个首选链路主管。

成为LAS的链路主管开始运用负责时间发布的数据链路协议数据单元(TD)DLPDH,为它的本地总线段提供数据链路时间。当含有系统时间的主管LAS加入到网络时,它也开始发布时间。在根部接口上收到TDDLPTU的网桥,对它自己的本地时钟进行必要的调整后,再对它的下游端口重新发布时间。当所有该网络中的网桥都处于工作状态,并具有重发布后的时间时,所有总线段上的数据链路时间就不再同步。

## 5 分布式电气自动化应用系统

### 5.1 基于工业以太网的电气自动化应用系统

#### 5.1.1 工业以太网+异步串口总线综合方案

综合方案适用于对环境及传输系统可靠性要求高,特别是既有以太网又有总线式异步串口等多业务接入的情况,以及其远距离传输的场合。

工业以太网交换机具有的特点包括:带总线串口,采用工业级设计,基于125Mb/s的光纤传输,快速系统自愈(<30ms),冗余环带光分支,同时提供以太网、多总线式异步串口和语音接入等特性,保证在各种恶劣工业环境下长期稳定、可靠、安全使用。

系统网络拓扑图如图3.7-36所示,主要应用特色如下:

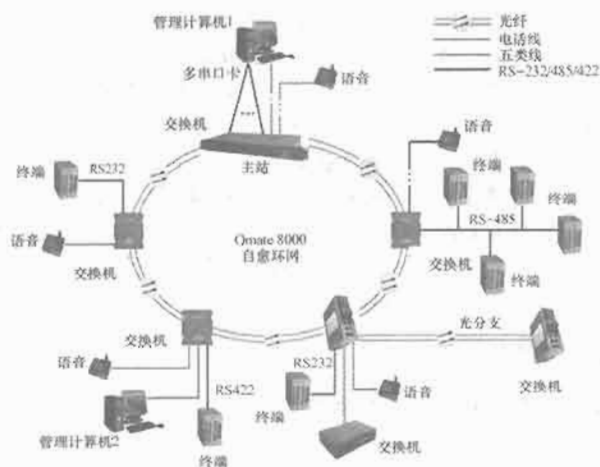


图 3.7-36 工业以太网+异步串口总线网络拓扑图

(1) 100Mb/s 工业以太网智能存储转发，线速无阻塞数据交换通道，完备的以太网交换性能，快速环网冗余倒换。

(2) 同时提供多个独立的总线式异步串口逻辑通道，可分别传输不同的业务。支持每个节点多路 RS-232/485/422 同时接入，速率自适应。

(3) 以太网数据和异步串口数据完全隔离，两种数据通道相互独立，互不干扰。根据数据业务需要，选取合适的通道，比如对带宽要求高的可由以太网，对实时性和安全性要求高的可选择串口总线方式。也可利用以太网构建办公网，利用异步串口通道构建控制网等。

(4) 系统支持双向语音功能，便于现场维护管理及电话、广播等扩展功能。该功能可方便工程师在现场开展系统调试维护，特别适用于电力配网的柱上 FTU、DTU 等终端，以及交通隧道内的终端。

(5) 快速环网冗余倒换，可有效地保证网络故障时业务的迅速恢复。

(6) 支持双电源冗余设计，有效提高设备的可靠性。

(7) 支持网络的视频传输。

### 5.1.2 工业以太网在电气自动化系统中的典型应用

目前，随着火电厂单机容量的增大，机、炉、电单元制的出现，国内新建或者扩建的大中型火电厂已广泛采用集散控制系统（DCS）。为了适应机组的设计、运行、管理和自动化水平的要求，火电厂电气控制应采用机、炉、电单元集中控制。尽管目前国内许多大型机组电气部分已采用机组 DCS 分散控制系统，但火力发电厂的 DCS 大都侧重于机炉控制，对电气系统考虑较少，电气系统控制发展相对滞后，无法满足机、炉、电统一协调发展的要求。因此，工业以太网被引入某火电厂某机组的电气自动化系统中。

#### 5.1.2.1 电气控制系统接入 DCS 的组网方案

从火电厂电气设备进入 DCS 监控的现状和发展过程来看，火电厂电气设备监控接入 DCS 主要有硬接线接入方式、现场总线接入方式、工业以太网接入方式。国外大的电力设备供应商如 GE、Siemens、Schneider、ABB 公司等纷纷推出了基于嵌入式以太网的微机保护测控设备和 PLC，国内电力装备制造开发的最新综合自动化系统中，也把嵌入式以太网成功地应用于二次保护控制设备，因而嵌入式以太网是火电厂电气自动化系统间隔层局域网的必然发展方向。其组网结构如图 3.7-37 所示。

火电厂电气自动化系统完全通过通信方式接入 DCS，把嵌入式 100M 工业以太网应用于现场间隔层，站控层和间

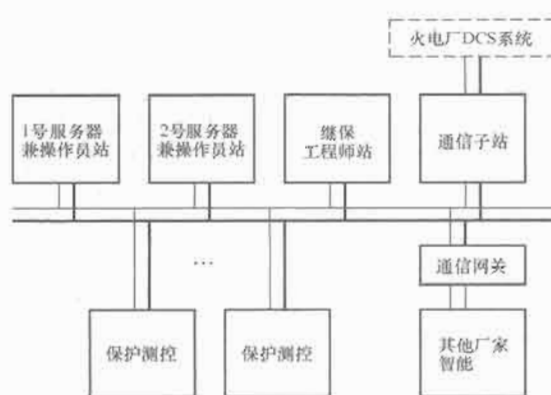


图 3.7-37 基于工业以太网的火电厂电气自动化系统结构

隔层通过双光纤以太网进行通信，去掉了通信管理机，大大提高了网络通信的速率、可靠性和开放性。站控层的通信子站专门负责和厂级 DCS 的信息交换，可通过多子站、多个百兆以太网通道和 IEC 60870-5-104 规约实现和 DCS 的通信，从而把火电厂的电气系统完全融入厂级 DCS。基于工业以太网的全面解决方案真正实现了火电厂电气系统和厂级 DCS 信息交换的无缝连接。

#### 5.1.2.2 系统设计

实例中火电厂 6 号发电动机组工程为新建兆瓦级发电动机组，是在现有发电设施的基础上，采用具有国际先进水平的垃圾焚烧发电专利技术，新增两台 75t/h 循环流化床垃圾焚烧锅炉。其电气自动化系统分为站控层、网络层、间隔层三层。

(1) 间隔层。间隔层包括 6kV、380V 厂用电系统的综合保护测控装置和火电厂电气系统的其他微机保护装置和自动装置，选用的设备由许昌继电电器有限公司的 CCZ-8000 系列保护、测控单元组成。发变组测控保护采用 2 台 WFB-801、3 台 FCK-802、1 台 WBH-811、1 台 WBH-814 组合而成。母联线路测控保护由 1 台 WXH-803、1 台 WXH-811 和 1 台 FCK-802 组合完成。6kV 系统测控保护单元包括进线、分段、馈线，采用 2 台 WXH-821、2 台 WCB-821。6kV 电动机保护由 10 台 WDH-821 来完成。母联、备用厂用变压器自投采用 3 台 WBT-821。按照不同的电气间隔单元，厂用电系统的综合保护测控装置分散安装在各高压设备现场，包括电动机保护测控装置、低压厂用变压器保护测控装置、厂用电工作进线/备用进线保护测控装置、电压互感器保护测控装置、低压系统的备自投装置和 380V 的公用测控装置。在站控层或通信网络故障的情况下，间隔层仍能独立完成间隔层的监测和控制功能。其他微机保护装置和自动装置通过嵌入式以太网通信网关接入监控系统，实现不同通信规约到 IEC 60870-5-104 规约的转换和 RS-232/RS-485 接口到以太网的转换。

(2) 网络层。火电厂电气系统的特点是分散性强，工作环境恶劣，电磁干扰的强度大，因而对于火电厂电气监控系统，通信网络是关键的重要组成部分，它是系统各种信息传输的通道。通信网络的性能直接影响着火电厂电气监控系统的整体性能。

系统采用星型双光纤以太网结构，层次分明、稳定可靠，能够实现数据的平衡高速无瓶颈传输，满足火电厂现场的实时性和可靠性要求。星型双光纤连接保证了数据通信网络上的任一系统或设备发生故障时，都不会导致通信系统瘫痪或影响其他联网系统和设备的工作，完全符合火电厂电气



自动化系统的安全性要求。

通信协议支持多种规约,方便与其他厂家的设备互连互接;本地系统中采用光纤组网,增强了通信抗电磁干扰能力;提供远程通信功能,可以以不同的协议向不同的调度所或集控站转发不同的信息报文;具有与GPS对时的功能,可接收GPS对时报文,也可接收GPS脉冲对时信号,实现硬件对时,不但减少了GPS与设备之间的连线,而且能确保对时的精度。

(3) 站控层。站控层为电厂值班运行人员提供电气系统的监视、控制和管理功能,界面友好,易于使用,能很好地满足综合自动化系统的需要。站控层设备包括操作员站、工程师站、通信子站。配备3台Dell Dimension 4700n,其中2台作为操作员站,1台作为工程师工作站。通信子站配备1台爱瑞NEMATRON工控机。操作员站、工程师站和通信子站在逻辑上相互独立。软件系统模块化结构,开放性较好。站控层的操作系统采用Windows 2000,数据库选用SQL 2000。

操作员站可完成的功能包括实时监控、实时报警、遥控操作、在线设置、报表、曲线、事故追忆、运行日志、电气试验等。

工程师站能实时收集火电厂电气系统的运行和故障信息,并通过对故障信息的综合分析,为分析事故、故障定位和整定计算工作提供科学依据,并能实现对保护定值和软压板的查询、修改等功能。可供计算机管理员进行系统维护,完成数据库的定义、修改和画面的编辑、修改及在线维护,系统参数的定义、修改,报表的制作、修改,以及网络维护、系统诊断等工作。

通信子站作为火电厂电气监控系统的通信控制器,用于实现和DCS的DPU数据处理单元和站控层主机的信息交换,可满足多种通信接口和通信规约,实现和DCS的信息交换。接口满足100M工业以太网、RS-232/RS-485,通信规约满足IEC 60870-5-104、IEC 60870-5-101、部颁CDT和MODBUS等。通信子站直接通过以太网与间隔层的测量和保护设备通信,通过周期扫描和突发上送等方式采集数据。创建实时数据库作为数据处理的中枢,能够满足DCS对数据的实时性要求。软件采用模块化设计,遵循开放系统要求,提供高级数据访问接口。在完成数据转发工作的同时,可以实现对转发数据信息的监视、原始网络报文的监视、采用历史数据库保存事件记录和重要的控制操作、浏览测控设备及保护设备的全部数据以及方便的调试手段等本地监控功能。作为火电厂电气监控系统中的一个工作站,全部功能的实现具有完全独立性,可以直接通过通信子站完成和DCS的信息交换,从而实现电气系统接入DCS监控的目的。

整个电气自动化系统完成的主要功能有实时数据采集与处理、报警处理、事故追忆数据库建立和管理维护、历史记录处理、控制功能、防误闭锁、双机和双网切换、系统自诊断与自恢复、时钟同步功能、画面显示和打印、报表功能、运行管理、网络拓扑分析功能、强大的图形生成功能、基于Web发布的远程诊断功能。

#### 5.1.2.3 系统设计中的问题及对策

(1) 监控系统设计采用完全冗余的双服务器主机热备用工作方式,可以确保任意一台主机故障时的无扰切换,保证数据服务的可靠性。

系统正常工作时,主备服务器均保持与间隔层设备的正常通信和实时数据处理,但只有主服务器向各客户机发送信

息,保证数据的唯一性,备用服务器处于侦听状态,随时监视主服务器的工作状态,一旦主机故障,则备用服务器立即切换成为主机,接替主机的工作向客户机传送数据。由于备用服务器平时处于完全热备的状态,主备机的切换不会造成任何数据的丢失,是一种无扰切换。

(2) 系统支持站控层和间隔层的双网互为备用,并采用硬件与软件互相配合的方式实现双网切换。站控层采用硬件方式完成双网切换,间隔层双网采用标准的IEC 60870-5-104规约完成主备网络的在线切换。

## 5.2 典型 DCS 控制系统

### 5.2.1 TDC-3000 型 DCS 概述

国内DCS的投运种类繁多,美国Honeywell公司是最早推出DCS的厂家,其TDC-3000分散型控制系统在20世纪90年代中叶已在国内电厂开始应用。随着时间的变迁,TDC-3000分散型控制系统在国内已是应用较多的DCS之一,下面就以该DCS为典型作简单介绍。

TDC-3000系统是Honeywell公司在其TDC-2000系统的基础上于1983年推出的新一代DCS。图3.7-38所示为Honeywell公司TDC-3000系统较完整的配置结构,用户可以根据被控对象的特点进行适当的裁减。由数据高速公路(Data Highway)链接的CB、EC、MC、A-MC等单元属于TDC-2000系统的组成部分,在此基础上,TDC-3000系统扩充了LCN与Data Highway并通过HG实现连接。从20世纪80年代后期开始,Honeywell公司又陆续推出了针对直接控制的网络,与原有网络均有相应的接口模块。目前,TDC-3000系统已形成了现场直接控制层(由Data Highway和UCN连接的各种控制模块组成)、监督控制层(由LCN连接的底层控制网和人机界面等功能单元组成)和工厂管理层(由PCN连接的控制层功能和管理层功能所组成)这样清晰的三层体系结构。可贵的是,Honeywell公司所推出的各代系统都具有向前的兼容性,用户可以在已有系统的基础上通过扩充新设备实现系统的升级,从中也可清晰地看到DCS发展的过程和脉络。其缺点是系统显得有些烦琐,为了追求兼容性,不得不增加很多接口单元,这必然会影响到运行效率,而且对用户来说,通过在旧系统上增加新模块实现系统升级的办法,费用也不是很低。

TDC-3000可以说是一个典型的从底层控制逐步发展到高层管理的系统,这是大部分具有仪表控制系统背景的公司发展DCS的模式。

#### 5.2.2 应用案例

图3.7-39所示为某电厂根据210MW机组具体情况配置的TDC 3000分散型控制系统,该系统具有数据采集(DAS)、协调控制(CCS)、顺序控制(SCS)和炉膛安全监测系统(FSSS)4大功能。

该系统把局域网控制网(LCN)和通用控制网(UCN)分开,两者之间的通信交换通过网络接口模块实现。

(1) 通用控制网。通用控制网是Honeywell公司在1988年推出的过程I/O与TDC-3000分散控制系统连接的网络平台,冗余配置采用载波通信方式的令牌网络,传输速率为5Mb/s,它与IEEE和ISO标准兼容。该网使用冗余的同轴电缆,能够挂32对冗余设备,支持在同一网络上的设备进行对等通信(Peer to Peer)。这个特点使网络上的高性能过程管理站(High Performance Module, HPM)、逻辑管理站(Logic Module, LM)可以相互通信、共享信息、相互协调,灵活地实现先进复杂的控制策略。通过网络接口模块(Network Interface Module, NIM),支持通用控制网上的设备与



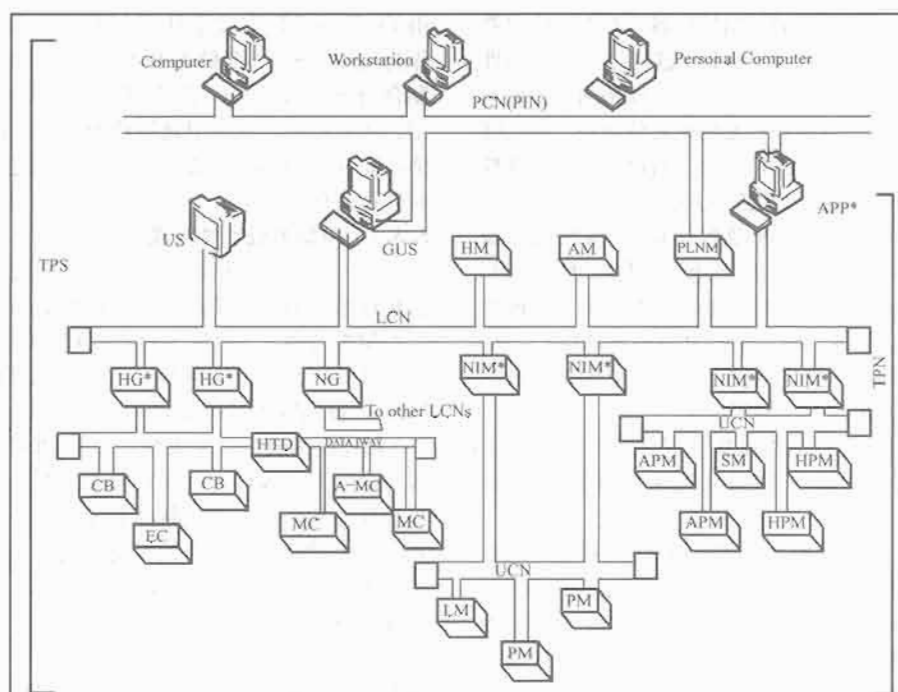


图 3.7-38 TDC-3000 系统完整的配置结构

PCN—工厂控制网；LCN—局部控制网；UCN—通用控制网；US—通用操作站；GUS—通用用户工作站；HG—数据高速公路接口网关；NG—局部数据网络网关；CB—基本控制器；EC—扩展控制器；MC—多功能控制器；A-MC—先进多功能控制器；PM—过程管理站；APM—先进过程管理站；HPM—高性能过程管理站；LM—逻辑管理站；HM—历史模块；AM—应用模块；HTD—数据高速公路通信指挥器；NIM—网络接口模块；PLNM—工厂控制网与局部控制网接口单元

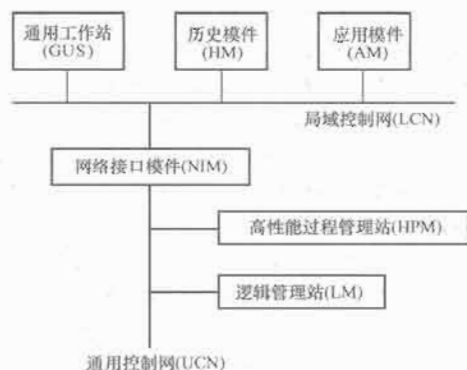


图 3.7-39 TDC-3000 分散型控制系统的网络结构

局域控制网上的设备进行实时通信。

(2) 局域控制网。局域控制网是基于宽带传输的令牌总线网，传输速率为 5Mb/s，符合 IEEE 802 标准，采用同轴电缆作为通信介质，冗余工作方式。当正在运行的电缆出现故障时，将自动无扰地切换到备用电缆上，另外也可以通过通用工作站 (Globe User Station, GUS) 进行手动切换。局域控制网是令牌总线网，在局域控制网上，任何时候只有持有令牌的设备发送信息，在一段指定长度的时间后，它把令牌传给下一个设备，再由它发送信息，因此，网上的所有设备不存在对网络访问的竞争或抢占。在 TDC-3000 分散型控制系统中，高性能过程管理站和逻辑管理站采集现场数据后，经数字化处理，送到通用控制网。局域控制网通过网络接口模块获取通用控制网上的数据，操作员通过通用工作站发出控制指令，控制指令经网络接口模块从局域控制网传输到通用控制网。高性能过程管理站和逻辑管理站从通用控制网获取数据后，传输给现场的控制设备。

(3) 主要硬件、软件系统。TDC-3000 分散控制系统的主要硬件有：通用工作站、历史模块 (History Module, HM)、网络接口模块、高性能过程管理站和逻辑管理站。

1) 通用工作站是人机交换的接口，显示用户流程图，用于运行人员操作和获取各种信息数据。TDC-3000 分散控制系统有 4 台工作站，其中两台供锅炉用，一台双显示屏供汽机使用，另外一台供工程师站使用。

2) 历史模块是局域控制网上的模块之一，它能与局域控制网上的所有模块通信，或通过网络接口模块与通用控制网上的模块通信。它用于存储历史数据、组态信息和系统文件，经通用工作站显示打印。历史模块由驱动盘、电路板和电源系统组成，其核心部分 K2LCN 板使用 68 020CPU，完成局域控制网与历史模块之间的数据传输、处理、转换，历史模块的电源系统有直流 12V 和 5V 两种。

3) 网络接口模块是局域控制网与通用控制网之间的通信通道，它使局域控制网上的模块可以对通用控制网设备的数据进行读写，并可将程序和数据库装载到通用控制网上的设备。局域控制网和通用控制网的时钟是靠网络接口模块来实现同步的。网络接口模块采用冗余设置，当主网络接口模块发生故障时，系统会自动无扰地切换到备份的网络接口模块上，保证操作的连续性。

4) 在 TDC-3000 分散型控制系统中，高性能过程管理站是最主要的数据采集和控制设备，它采用多处理器结构技术，用不同的处理器结构技术完成不同的任务，它包括高性能过程管理站模块 (HPMM) 和 I/O 子系统。

高性能过程管理站模块由高性能通信处理器、高性能控制卡处理器 (带两个 68 040 芯片)、I/O 链路接口卡和通用控制网络接口卡等部分组成。高性能通信处理器具有完成网络数据存取和对等通信等功能，同时对现场过程控制器产生的

报警进行精确时间标记;高性能的控制处理器具有专门完成常规控制、逻辑控制;顺序控制的功能;I/O链路接口卡是高性能过程管理站模块与I/O子系统的接口;通用控制网络接口卡完成高性能过程管理站模块与通用控制网的通信转换。高性能过程管理站模块提供大量的控制功能模块,通过对这些功能模块随意组合,可满足各种过程自动化控制的需要。

高性能过程管理站的I/O子系统包括输入/输出处理器(Input/Output Processor, IOP)和现场接线端子(Field Termination Assemble, FTA),其功能是对现场输入、输出信号进行扫描和处理。输入、输出的处理与控制功能是完全分开的,因而I/O的扫描速度完全独立于I/O数量、控制器的负载大小、处理能力和报警处理等因素。

TDC-3000分散型控制系统共配置了三台高性能过程管理站,冗余设置,现主要用于数据采集系统和协调控制系统。

5) 逻辑管理站实际为一种特殊的可编程控制器,编程方法和一般可编程控制器相似,能与普通的微机连接,进行逻辑程序的编写、修改、调试和输入,但它只有开关量输入和输出两种卡件,为控制程序提供信号源。现在逻辑管理站用于顺序控制系统和灭火保护系统。

逻辑管理站由逻辑管理器模块(LMM)、冗余控制模块(RCM)、内存模块(MM-8K)和I/O子系统组成,其核心部件逻辑管理处理器由内存模块(MM-24K)、寄存器模块(RM)、系统控制模块(SCM)、处理器模块(PM)和输入/输出控制模块(IOC)5个子模块组成。

逻辑管理站的处理过程为输入输出控制模块将来自于I/O系统中的输入数据传送到逻辑管理站处理器,逻辑管理站处理器调用存放在内存模块中的梯形逻辑程序,并执行它,并将梯形逻辑程序的输出送回输入/输出控制模块,由输入/输出控制模块将输出数据送至I/O系统中。

6) TDC-3000分散控制系统的主要软件有以下三部分:  
① Windows NT 4.0操作系统平台。  
② Display Builder绘图软件、Multi-display、GUS display max多画面支持软件。  
③ 通用工作站基本系统软件包、TDC-3000分散控制系统软件包。

### 5.3 现场总线控制系统应用

Profibus现场总线技术应用可以体现在可变剧场舞台机械控制系统中。

近年来,随着我国文艺舞台的繁荣,各种剧场、可变剧场、演播厅等对舞台自动化要求越来越高,而舞台设备的多样化、自动化又为演出创作人员提供了极其丰富的想象空间,为其构思和各种创意创造了条件。可变剧场通过观众席与舞台的多种变化,营造出丰富多彩的舞台效果,开创了舞台技术的新局面。

某剧院的舞台设施情况为:台上部分主要包括30道调速吊杆、3台移动工作渡桥、6道定速吊杆等,台下部分主要包括4个升降看台、24个升降母台、12个转台、76个升降子台、76套联轴翻转座椅。整个系统新颖、紧凑,要求自控系统先进、可靠性高,其控制的各种电动机近千台,通过对这些设备的升降、旋转、翻转等变换组合,可以构成多种演出模式,极大地丰富了其功能。

从这些简要的介绍可以看出,该系统具有控制对象多、工艺要求复杂、控制精度高、设备间关联紧密等特点,若采用集中式控制不但布线量很大、烦琐,将来检修和维护都很困难,因此选择了基于Profibus的分布式控制系统。该系统

由Profibus-DP构成主从式结构, Siemens S7-CPU412-2DP作为主站, SEW变频器和 Siemens ET200M作为从站,控制台与 Siemens PLC组成MPI网,实现设备编组、参数设定、实时监控、数据记录等功能。Profibus作为现场通信网络,完成现场控制设备与中央控制器之间的双向、高速、实时数据通信。

#### 5.3.1 控制系统硬件构成

(1) 上位机人机界面系统。为了设定参数和实时监控舞台机械系统的运行状态,以及对系统进行有效的管理,选用了控制能力强、人性化设计程度较高的第三代舞台机械控制台。该控制台包括大屏幕显示器、工控机、大尺寸 Siemens MP370触摸屏等,通过 CP5611卡与主控 PLC SIMATIC S7-400相连接构成上位机系统,主控 PLC 通过 Profibus-DP 总线与变频器、远程 I/O 模块等相连接,组成 Profibus-DP 现场总线控制系统。在控制台上还设有手动操作面板,控制模式选择手动时可直接控制设备,通过电位器分别对各吊杆、转台等进行调速控制,并设急停按钮,以便在发生意外时使系统紧急停止。

(2) PLC 系统。PLC 作为 Profibus-DP 网络的主站,负责对舞台机械进行精确定位和速度控制,如通过网络将控制命令和速度给定值传给各变频器,控制吊杆、转台等设备的动作,同时将各变频器的启停状态、运行参数、报警信息等采集回来进行处理。在整个系统中 PLC 处于核心控制地位,负责大量数据通信和数据处理以及工艺动作流程的控制,为此选用西门子的速度快、功能强大的中央处理器 S7-CPU412-2DP。该模块含两个接口,一个为 MPI 多点接口,另一个为 Profibus-DP 接口, MPI 口和其他带有 RS-485 通信口的设备可构成 MPI 网,而 Profibus-DP 口可直接接到 Profibus 网作为网络的主站,与网络中的各个从站相连,处理系统中的各种数据并控制各设备正常运行。

(3) 变频器。变频器作为 Profibus-DP 网络的从站,实时响应主站发出的各种命令,直接控制现场设备,同时实时检测和采集电动机的运行状态,系统稳定性和控制精度与其性能密不可分,选用了德国 SEW 变频器。

(4) 远程通信模块。由于大量 I/O 设备分布在现场,距离主站较远,系统采用就地安装远程通信模块 ET200M,数据通过其 Profibus-DP 口直接上网与主站连接。本系统共用 9 块 ET200M 组成分布式 I/O 从站,每个从站中安装有电源模块、接口模块、信号模块、计数模块等,主站中的 CPU 根据不同的从站地址,通过 Profibus-DP 总线与各个子站进行通信,通信时最高传输速度为 12Mb/s。

#### 5.3.2 控制系统的软件构成

PLC 的控制程序是基于西门子的 STEP7 平台开发的。STEP7 编程软件为用户实施自动化工程提供了各种不同的工具,包括硬件组态、SIMATIC 管理器、编辑器,具有通信等功能,可安装于 PC 及其兼容机上运行,具有友好的用户界面,可进行通信方式的定义、程序的编程及测试、启动和维护。由于 STEP7 采用了模块化的设计方法,所以可以将多处使用的程序段抽象出来做成一个功能块(FB),而在每个具体使用的地方赋予具体的数据参量,这样大大提高了代码的使用效率,减少了代码维护的工作量。由于 I/O 模块地址设置的方便性和灵活性,在编程时用户还可以根据需要随时改变 I/O 模块地址以适应实际现场调试时的需要。此外,本系统的上位机管理软件画面美观、实用,除具有传统的参数设置、设备编组、实时监控、数据记录等功能外,还具有操作员识别能力、远程诊断能力等,这些先

进的软件功能为系统安全、可靠、方便地运行创造了条件。

### 5.3.3 使用现场总线的优点

这种基于现场总线基础上的控制方案使系统结构得到简化，控制系统从设计、安装、运行、检修维护等多方面体现

出优越性，不仅使系统的可靠性提高，系统组成灵活，减少现场施工量，而且节省了维护开销，体现了 Profibus 在控制系统中的优点。

## 第8章 互联网技术在计算机控制系统中的应用

随着信息技术的高速发展,控制系统正面临革命性的技术突破,逐步发展为全分散、全数字、全开放的网络化应用系统。近年来互联网在全球范围内的高速发展和普及,将互联网技术引入控制系统,充分利用其技术优势和特点实现企业管理自动化,或借助广泛使用的公众互联网进一步拓宽计算机控制系统的服务和作用范围,构成远程控制系统,已成为计算机控制系统技术的重要发展方向。

引入互联网技术的计算机控制系统综合应用了计算机、通信和自动控制技术,它是近年来信息技术向传统产业渗透的必然结果。互联网和互联网技术的采用不仅有可能消除地域限制带来的不便性,使操作人员能够远离具有危险性、遥远偏僻或不可达的工作环境,同时能充分利用包括专家经验在内的各类网络资源和服务,从而扩大控制系统的地域范围和服务性能,提高应用系统的效率和质量。目前,引入互联网技术的计算机控制系统已应用于外科手术、机电控制、生产制造和机器人等多个领域。

引入互联网和互联网技术的计算机控制系统的形式很多,有采用经典控制理论的全闭环控制系统,例如著名的机器人运动控制实验系统 TeleGarden 和 PumaPaint 等,被控系统通过网络接收、执行远端操作者的指令,并将执行结果通过网络反馈到命令端,连接在互联网上的机器人的行为完全由人来控制;也可以采用半闭环的形式,例如移动机器人 Xavier、Minerva 自身具备一定的智能,如简单的避障、定位等,而远端的操作者可以给机器人指定一个任务,如走到某个房间去,提供机器人反馈的图像等信息;或者仅仅是单向的信息传输,例如当机器人接受某一个远程操作者的控制时,网上的其他监控者则只能观看机器人反馈的视频信息;或利用互联网的 Web 服务技术发布、查询系统状态等信息,实施系统监控或辅助故障诊断,简化了客户端软件的复杂性。

互联网技术的引入为计算机控制系统注入了新的内容和活力,使它在传统的控制理论、系统结构的基础上又增加了

网络的特征。其中客户机/服务器和浏览器/服务器模式可以应用在不同的控制系统中,体现出不同的信息交换方式。互联网技术为控制系统提供了开放的、面向大众的信息管理和发布平台,动态数据库、Web 站点等成为新型的控制数据的管理和发布手段,SNMP 也为远程设备的管理和维护提供了技术标准,远程视频监控则在众多的远程控制系统中率先得到了广泛的应用。

但是,互联网技术的引入也为控制系统带来了新的问题和挑战,例如通过互联网传输信息时常常会遇到数据延迟、阻塞和丢失等问题,需要通过数据压缩、流量控制容错、预测等技术来解决。

### 1 互联网及其接入

互联网由采用不同拓扑结构的各种局域网组成,异构的网络之间通过中继器、网桥、路由器和网关等设备连接起来。在互联网上通信需要遵守标准网络协议,主要有 NETBEUI/NETBIOS、IPX/SPX 和 TCP/IP 等。

#### 1.1 局域网与互联网

局域网(LAN)一般是专用网络,虽然可覆盖几千米或更远的范围,但通常位于一个建筑物内、一个企业内部或一个分布式控制系统内,用来连接多台个人计算机、工作站或控制系统,以便共享资源和交换信息。局域网中计算机等设备可通过物理介质连接,如电缆、光纤,也可借助无线网络,各设备按一定的信道控制规则使用介质传输信息包。本篇第7章中讨论的控制系统现场通信网也具有局域网的基本特性,但网络结构、传输控制简单,信息量小,可靠性和实时性要求更高。

局域网的拓扑结构指网络形状。典型的网络拓扑结构如图 3.8-1 所示,其中星型拓扑典型的例子有异步传输模式(Asynchronous Transfer Mode, ATM)、总线拓扑以太网(Ethernet)和 LocalTalk(苹果公司开发)、环型拓扑令牌环

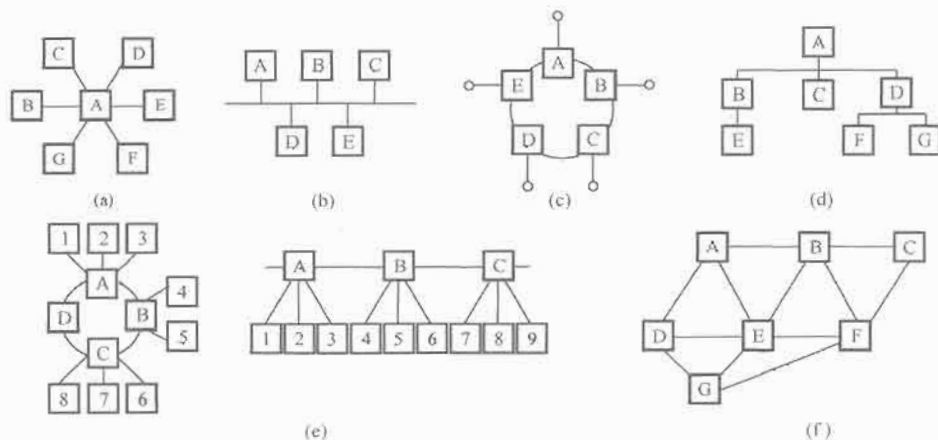


图 3.8-1 各种典型的网络拓扑

(a) 星型拓扑; (b) 总线拓扑; (c) 环型拓扑; (d) 树型拓扑; (e) 混合型拓扑; (f) 网型拓扑



网 (Token Ring Network, IBM 公司开发) 和光纤分布数据互连 (Fiber Distributed Data Interconnect, FDDI 等)。

在局域网的早期阶段, 各个子网相互独立, 互不相连。其后形成了一系列异构网络间互联互通的通信技术标准, 用于连接各物理网络, 为所有相连设备和计算机提供通用服务。连接各种物理网络形成的最终系统被称为互联网 (Internet)。用于连接异构网络的基本硬件有中继器、网桥、路由器和网关, 分别工作在网络协议的不同层, 其关系和作用如表 3.8-1 所示。

表 3.8-1 连接异构网络的基本硬件

硬件名称	工作层	作用
中继器	物理层	用于放大传递通过网络传输的数据信号, 扩展局部网的连接作用范围
网桥	数据链路层	存在于网络的公共边界, 连接各种不同传输介质构成的网络。当一个信息包通过网桥时, 网桥检查其源地址和目的地址。如果目的地址属于另一网络, 则网桥进行信息包转发, 反之则不转发
路由器	网络层	存放着一组路由表, 通过一定的规则计算确定数据的流向通路, 用于连接多个网络和多种传输介质, 适用于复杂和大型的网络互联
网关	对话层、表示层和应用层	把一种网络协议转换为另一种协议, 并且仍保留原有的功能, 也称为协议转换器。主要用于通用的网络系统, 如电子邮件等

如果局域网连接到互联网上成为互联网的一部分, 则局域网上的各节点也随之成为互联网上的节点。理论上讲, 互联网上的任何节点都可以与该局域网内的节点进行通信。

各类局域网中, 以太网的结构简单、可靠, 成为构建局域网的主要方式, 并不断向城域网和广域网延伸覆盖。

## 1.2 互联网协议

网络协议即通信规约, 一般采用分层结构。网络互联中, 为了统一不同的通信方式, 使网络中的所有主机都使用相同的语言, 需要开发严格的标准协议, 并定义主机之间通信包中的各字段。局域网中最常见的三个协议是 Microsoft 的 NETBEUI/NETBIOS、Novell 的 IPX/SPX 和交叉平台 TCP/IP。

(1) NETBEUI/NETBIOS 协议。网络输入与输出系统 NETBIOS 是与 IBM 公司的第一个局域网系统 IBM PC Network Program 一起推出的。NETBIOS 是会话层与表示层之间的窗口。NETBIOS 接口向使用它的应用程序提供了一个访问网络服务的标准方法, 它对上层隐藏了有关通信建立和管理的各种细节。

NETBIOS 下的扩展用户接口 NETBEUI 是 1985 年由 IBM 公司提出的一种局域网协议标准, 现在被 MS-Windows 作为网络默认通信协议。NETBEUI 属于非路由协议, 用于携带 NETBIOS 通信, 但 NETBEUI 缺乏路由和网络层寻址功能。由于它不需要附加的网络地址和网络层头尾部分, 速度快而有效, 适用于只有单个网络或整个环境都桥接起来的小工作组环境。

(2) IPX/SPX 协议。IPX/SPX 是 Novell 网络操作系统 NetWare 协议体系中的重要部分。IPX 是网络层协议, 它提供无连接服务, 类似于 TCP/IP 中的 IP 协议。SPX 是传输层协议, 提供面向连接的可靠数据报传输, 相当于 TCP/IP 中的 TCP 协议。IPX 具有完全的路由能力, 包括 32 位网络

地址, 在单个环境中允许有多路由网络, 可用于大型企业网。

(3) TCP/IP 协议。TCP/IP 是在 20 世纪 60 年代由麻省理工学院和一些商业组织为美国国防部开发的。它由一组协议构成, 组成 TCP/IP 协议簇。其中传输控制协议 (TCP) 和网络协议 (IP) 是最重要的、用于确保数据完整传输的两个协议。TCP/IP 协议的基本传输单位是数据包, 协议负责把数据分成若干数据包, 并加上包头, 配上接收端的地址。如果传输过程中出现数据丢失、数据错误等情况, TCP/IP 协议会自动要求数据重新传输, 并重新组包。OSI 七层网络模型中各层的 TCP/IP 协议名称和作用如表 3.8-2 所示。

表 3.8-2 TCP/IP 协议

层	协议名称	作用
数据链路层	串行线路网际协议 SLIP (Serial Line IP)	提供在串行通信线路上封装 IP 分组的简单方法, 用以远程用户通过电话线和调制解调器方便地接入 TCP/IP 网络
	点对点协议 PPP (Point to Point Protocol)	由三部分组成, 即串行通信线路上的组帧方式, 用于建立、配制、测试和拆除数据链路的链路控制协议 LCP 及一组用以支持不同网络层协议的网络控制协议 NCPs
网络层	互联网协议 IP (Internet Protocol)	基本任务是通过互联网传递数据报, 各个 IP 数据报之间相互独立
	互联网控制报文协议 ICMP (Internet Control Message Protocol)	使互联网能报告差错, 或提供有关意外情况的信息
	地址转换协议 ARP (Address Resolution Protocol)	把互联网地址变换为物理地址
	反向地址转换协议 RARP (Reverse Address Resolution Protocol)	把物理地址变换为互联网地址
传输层	传输控制协议 TCP (Transmission Control Protocol)	在 IP 协议的基础上, 提供端到端的面向连接的可靠传输。当传送数据出现差错, 或基础网络故障, 或网络负荷太重而使网际基本传输系统 (无连接报文递送系统) 不能正常工作时, 则通过该协议保证可靠的通信
	用户数据报协议 UDP (User Datagram Protocol)	对 IP 协议组的扩充协议和机制, 发送方使用这种机制可以区分一台计算机上的多个接收者。每个 UDP 报文除了包含某用户进程发送的数据外, 还有报文目的端口的编号和报文源端口的编号, 使 UDP 的这种扩充提供在两个用户进程之间递送数据报的可能
应用层	文件传输协议 FTP (File Transfer Protocol)	提供用于访问远程机器的一个网际协议, 它使用户可以在本地机与远程机之间进行有关文件的操作
	远程终端访问 Telnet	提供与终端设备或终端进程交互的标准方法, 支持终端到终端的连接及进程到进程分布式计算的通信

续表

层	协议名称	作用
应用层	域名服务 DNS (Domain Name Server)	提供域名到 IP 地址的转换, 允许对域名资源进行分散管理
	简单邮件传送协议 SMTP (Simple Mail Transfer Protocol)	互联网标准中的电子邮件是一个基于文件的协议, 用于可靠、有效的数据传输
	简单网络管理协议 SNMP (Simple Network Management Protocol)	SNMP 是专门设计用于在 IP 网络中管理网络节点 (服务器、工作站、路由器、交换机及接线器等) 的一种标准协议, 属于应用层协议。SNMP 使网络管理员能够管理网络效能, 发现并解决网络问题以及规划网络的增长。网络管理系统通过 SNMP 接收随机消息 (及事件报告) 获知网络中存在的问题

### 1.3 常见互联网接入方式

为了利用互联网进行服务乃至远程控制, 必须考虑网络接入的问题, 即互联网用户端的连接。为适合各种各样的互联网用户, 已开发出了各种接入互联网的方式。表 3.8-3 列出了常用的接入方式。可以看出, 用于控制系统的互联网接入技术很多, 在选择的时候需要综合考虑带宽、覆盖范围、稳定性、安全性、接入成本以及相关的接入政策等因素。

表 3.8-3 常见互联网接入方式

接入方式	特点
PSTN 公共电话网	使用调制解调器通过电话线路接入。调制解调器和接入服务所支持的通信协议标准决定接入的速度, 目前最高上传速率为 48kb/s, 下载极限速率为 56kb/s。该方式简便易用, 费用低廉。缺点是传输速度低, 线路可靠性差, 适合对速度、可靠性要求不高的办公室及小型企业
综合业务数字网 ISDN	通过对电话网进行数字化改造获得, 提供端到端的数字连接, 支持一系列广泛的业务, 包括语音、数据、传真、可视图文等。与普通拨号上网方式相比, ISDN 接入方式可提供稍高的速率, 传输质量得到了很大的提高
ADSL 非对称数字用户线路	美国 Bell Core 于 1989 年首先提出, 使用普通的电话线路, 但不产生语音通话费用, 可提供 1.5Mb/s~8Mb/s 的下行速率和 512kb/s~1.5Mb/s 的上行速率。该方式使用点对点方式, 线路的稳定性与安全性相对较高, 适合中、小企业, 但用户距离电信的交换机房的线路距离有限制
DDN 数字数据网	采用数字传输信道传输数据信号的通信网, 可以提供点对点、点对多点透明传输的数据专线出租电路, 传输数据、图像、声音等信息, 最高速率目前为 155Mb/s, 适合对带宽要求较高的应用, 费用较高
卫星接入	用户一般需要安装一个甚小口径终端 (VSAT), 包括天线和其他接收设备, 下行数据的传输速率约为 1Mb/s, 上行通过 PSTN 或者 ISDN 接入 ISP。终端设备和通信费用都较低
以太网接入	通常指光纤到服务区、双绞线局域网方式到用户的有线互联网接入方式, 采用以太网交换机
光纤同轴电缆接入	即 HFC 接入, 指光纤同轴电缆混合接入, 是在 CATV (有线电视网) 的基础之上发展起来的一种新型宽带接入技术。该方式采用光纤连接到服务区, 在用户端采用同轴电缆

续表

接入方式	特点
无线局域网接入	与以太网接入方式相似, 但采用无线网络技术, 用户的计算机上需要使用无线网卡, 连接服务灵活, 但受地形和距离的限制
无线公网接入	利用移动通信服务商提供的无线数据业务, 通过一台内置移动通信无线数据功能的计算机, 或者为原有的终端设备增加无线数据适配卡, 或者连接一部网络手机, 无线数据服务通过不同的技术来实现, 工作于不同的网络, 接入速率从 64kb/s 到 250kb/s 不等
Cable 有线接入	使用电缆调制解调器 (Cable Modem) 通过有线电视网络线路接入互联网。该接入方式以 HFC 为传输介质, 采用光纤到服务区, 再通过同轴电缆进入用户家中的混合结构。该方式拥有上/下行 10Mb/s 速率以上的带宽, 可以提供上/下行 500kb/s~2Mb/s 速率的对称型接入服务, 或者提供上传速率为 500kb/s~10Mb/s, 数据下载速率为 2Mb/s~40Mb/s 的非对称型接入服务, 具有抗干扰能力强、网络频带范围宽、数据传输速度快等特点
电力线接入	简称 PLC (Power Line Communication, 电力线通信), 是一种利用电力线传输高频数据和语音信号载波的通信方式。该方式可以在不需要重新布线的基础上, 实现高达 14Mb/s 或 45Mb/s 的传输速率, 网络接入服务方便; 但电力调制解调器价格比较高, 稳定性受电网质量影响大, 也无法保证信息的安全。此外非技术因素也限制了这类技术的推广应用

### 1.4 互联网交换技术

多点数据经编码后在通信线路上进行传输, 按数据传送技术可分为电路交换、报文交换和分组交换。

(1) 电路交换: 数据通信网发展初期使用的一项基于电话交换原理的技术。当用户要发信息时, 由源交换机根据信息要到达的目的地址把线路连接到目的交换机 (即线路接续); 通信完毕, 由通信双方的某一方自己所属的交换机发出拆除线路的要求, 交换机收到此信号后就将此线路拆除, 以供其他用户继续呼叫使用。

电路交换方式的信息传输延迟小, 对给定的接续路由来说, 传输延迟是固定不变的; 它的信息编码方法、信息格式以及传输控制程序等都不受限制, 可向用户提供透明的通路。但电路接续时间长, 线路利用率低, 目前电路交换方式的数据通信网需利用现有电话网实现, 所以数据终端的接续控制等信号要做到与电话网兼容。

(2) 报文交换: 利用存储—转发交换方式, 以获得较好的信道利用率。20 世纪 60 年代和 20 世纪 70 年代的数据通信中普遍采用报文交换, 目前仍普遍应用在某些领域 (如电子邮箱等)。其基本原理是用户之间进行数据传输时, 主叫用户不需要先建立呼叫, 而先进入本地交换机存储器, 等到连接该交换机的中继线空闲时, 再根据确定的路由转发到目的交换机。由于每份报文的头部都含有被寻址用户的完整地址, 所以每条路由不是固定分配给某一个用户, 而是由多个用户进行复用。

报文交换中, 若报文较长, 需要较大容量的存储器; 若将报文放到外存储器中, 会造成响应时间过长, 增加网路延迟时间。另一方面报文交换通信线路的使用效率仍不高。

(3) 分组交换: 分组交换首先把来自用户的信息报文暂存于存储装置中, 并划分为多个一定长度的分组, 每个分组

报文前都加上固定格式的分组标题,用于指明该分组的发端地址、收端地址及分组序号等。这种方式在各交换节点之间传递比较灵活,交换节点不必等待整个报文的其它分组到齐即可转发,可以大大压缩节点所需的存储容量,也缩短了网路时延。另外,较短的报文分组比长的报文可大大减少差错的产生,提高了传输的可靠性。

交换机是互联网信息交换的基础,从传输介质和传输速度上看,可以分为以太网交换机、快速以太网交换机、千兆以太网交换机、FDDI 交换机、ATM 交换机和令牌环交换机等多种;按照最广泛的普通分类方法,又可以分为桌面型交换机(Desktop Switch)、组型交换机(Workgroup Switch)和园区网交换机(Campus Switch)三类;根据架构特点,还可以分为机架式、带扩展槽固定配置式、不带扩展槽固定配置式三种。

### 1.5 互联网路由技术

所谓路由技术,简单而言就是采用一种或多种策略,为数据分组从源地址到目的地址的转发选择一条或几条优化的路径。路由技术是通过在路由设备(如路由器等)上运行路由协议来实现的。通过路由器相互间的通信,每个路由器都建立一个路由表,存放网络的路由转发信息。当路由器转发数据分组时,首先根据数据分组的地址查找路由表表项,然后按表项中提供的相应下一站的地址对该数据分组进行转发。

路由算法形式多样,得到广泛应用的有两种,即距离向量算法和链路状态算法。目前大多数路由协议基于这两种路由算法之一。

## 2 基于互联网技术的控制系统结构与特点

基于互联网技术的控制系统,按结构可以分为客户机/服务器(Client/Server, C/S)模式和浏览器/服务器(Browser/Server, B/S)模式两种,两者各有所长,适用于不同场合。控制系统中的控制指令、状态数据等信息,需要通过互联网在控制端和被控端之间进行交换传输。不同于传统的现场工业控制网络形式,基于互联网的数据交换和传输具有其自身的特点。互联网的控制系统基于公共服务网环境,网络延迟和不确定性是其应用中的主要问题之一,对控制系统的性能有很大的影响。

### 2.1 客户机/服务器模式

20 世纪 90 年代初的客户机/服务器(C/S)模式是由终端/主机模式发展而来的一种分布式体系结构,典型系统结构由客户端和服务端组成,如图 3.8-2 所示。服务器具有数据采集、控制和与客户端通信的功能,客户端则包括与服务器通信和用户界面模块,运行关系体现为请求/响应的应答模式。



图 3.8-2 两层客户机/服务器(C/S)结构

对控制系统而言,C/S 模式适用于局域网范围内的远程监控。它基于两层结构,系统响应时间短,实时性好;由于安装客户端软件,系统相对封闭,但有效地保证了安全性;

通过将任务合理分配到客户端和服务端,降低了系统的通信开销,可充分利用两端的软硬件资源。但它需要安装客户端软件,对客户端的性能要求较高,使用和维护不便,也可能受到客户端安全规定的限制。

图 3.8-3 所示为一个典型的采用 C/S 结构的交流伺服控制器的远程控制系统实例。系统通过互联网实现异地计算机监控本地电动机的运行状态,并能及时地调整电动机的运行状态。

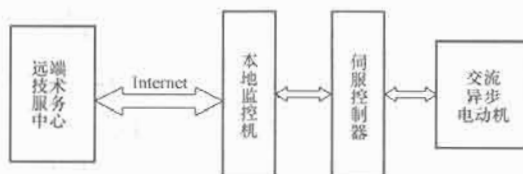


图 3.8-3 采用 C/S 模式的交流伺服控制器远程控制系统框图

其中,远端技术服务中心作为客户端,主要用于与监控用户的交互,从网络中得到电动机的状态信息并将其传递给监控用户进行分析和处理,其分析结果、控制信息和参数信息通过网络传递给本地监控机(即服务器)执行。本地监控机作为服务器,一方面,它通过本身的通信接口与交流伺服控制器进行通信,获取电动机的运行状态信息和控制信息;另一方面,它能够通过网络传送电动机的数据信息(如电动机设置参数)和控制信息(如控制电动机运转方式)。当开启远程控制时,服务器能够根据客户端的要求采集电动机的状态信息并通过网络发送。

客户端和服务端间传递的信息,主要有客户端的控制信息、数据信息和服务器端的状态信息,如图 3.8-4 所示。编写 TCP/IP 通信程序需要采用套接字 Socket 编程,Client 端和 Server 端之间的协同工作原理如图 3.8-5 所示。

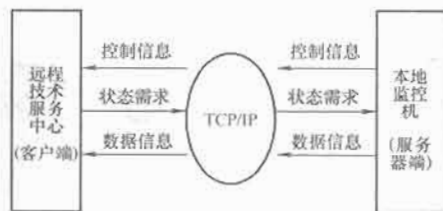


图 3.8-4 C/S 模式远程控制系统实例信息交换

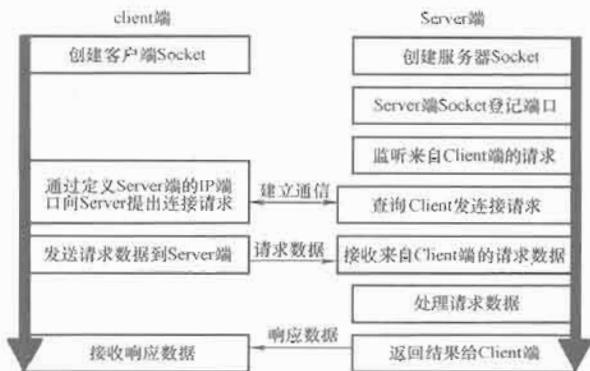


图 3.8-5 C/S 端 Socket 协同工作原理

### 2.2 浏览器/服务器模式

浏览器/服务器(B/S)模式是随着 Internet 技术的兴起,对 C/S 结构进行改进而研发的三层分布式体系结构,

其系统结构由浏览器、Web 服务器和数据库服务器组成,如图 3.8-6 所示。浏览器为用户提供界面,并向 Web 服务器提出请求,Web 服务器执行相应程序与数据库服务器进行连接,数据库服务器执行数据操作并将运行结果提交给 Web 服务器,Web 服务器利用 HTTP 协议将结果显示在浏览器上。



图 3.8-6 三层 B/S 结构模式

B/S 模式是一种“瘦客户机”模式,主要利用日益成熟的 WWW 浏览器技术,结合浏览器的多种脚本 (Script) 语言 (如 VBScript、JavaScript 等) 和 ActiveX 技术,用通用浏览器实现原来需要复杂的专用软件才能实现的强大功能,开发和维护工作完全集中在服务器端,减轻了客户端的负担,也节约了开发应用成本。其次,客户端只配置浏览器,具有良好的扩展能力和跨平台性。但 B/S 模式的开放性使系统容易受到外界攻击,系统安全性差;另外,客户端只安装 Web 浏览器,交互性略差。

基于浏览器/服务器模式的远程监控系统的原理如图 3.8-7 所示。客户端浏览器通过互联网可以访问到控制系统的 Web 服务器。在控制系统一端,由现场总线和各个现场节点组成的局域网负责实现系统的实际控制和实时数据信息的获取。工控机负责对现场的整个系统进行控制,并将实时数据信息存入数据库服务器。数据库服务器通过例如 ASP、JSP 等数据发布技术,将各种数据信息传送给 Web 服务器,并发布在 Web 页面上,供 Web 用户访问。由于工业控制系统对网络的安全性要求很高,所以一般在提供 Web 访问的同时,需要防火墙等提供实时的安全性监控与防护。

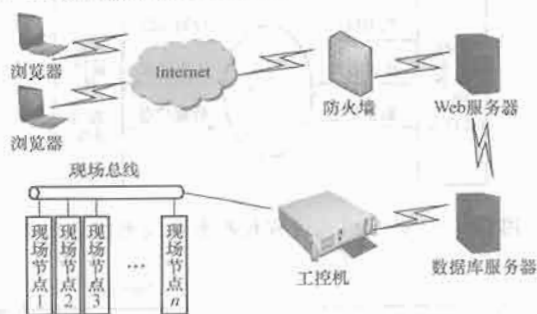


图 3.8-7 B/S 模式下的远程监控系统结构

C/S 和 B/S 结构在技术和应用上各有特点,见表 3.8-4。近年来 B/S 结构模式的应用系统发展很快,已为越来越多的用户所接受。

表 3.8-4 C/S 与 B/S 结构模式的比较

方 面	C/S 模式	B/S 模式
硬件环境	小范围网络环境	局域网、广域网
程序架构	注重流程,可以对权限进行多层次校验,系统运行速度可以较少考虑	对安全以及访问速度的多重考虑,建立在需要更加优化的基础之上,比 C/S 有更高的要求

续表

方 面	C/S 模式	B/S 模式
软件重用	可以整体性考虑,构件的重用性达不到 B/S 结构的要求	对多重结构要求构件具有相对独立的功能,能相对较好地重用这些构件
处理问题	界面是固定的,在相同区域的安全要求高,需求与操作系统相关	面向不同的用户群,地域分散,与操作系统关联小
用户接口	建立在专用操作系统平台上,表现方法有限,对程序员普遍要求较高,需要客户端用户培训	以浏览器为基础,与用户交流的方式更加简单、丰富和生动,开发成本低,无需客户端培训
信息流	典型的集中式、机械式处理,交互性相对低	信息流向可变化,信息流向的变化大,交互性好
系统维护	需整体考察处理问题和系统升级,升级较难	可实现系统无缝升级,系统维护开销减小到最小
安全性	面向相对固定的用户群,信息安全控制能力强	面向不可知的用户群,安全控制能力相对较弱,需较多防范措施

### 2.3 基于互联网的测控系统数据交换

测控系统通过现场数据采集设备采集到所需的信息后,借助互联网数据交换技术将这些信息以数字、图像或者其他方式传送到远程监控设备显示或保存。对于基于互联网的控制系统而言,数据的交换与访问主要集中在以下方面:

(1) 受控端之间的数据交换。受控端的计算机控制系统可以采用分层结构,由设备层、控制层、信息层组成,具体结构和信息交换如图 3.8-8 所示。

设备层是指安装在工业现场的控制机、PLC、智能仪表、数据采集器等设备,它完成对现场设备的控制及数据采集,并与控制层进行数据交换。控制层实现对采集数据的处理、显示以及对设备层的管理、控制,它可由多个计算机子站构成,通过现场控制网络与设备层进行数据交换。信息层是以控制层为基础的信息系统,它对现场数据分类,建立和管理实时数据库和历史数据库,并通过企业信息网发布数据。

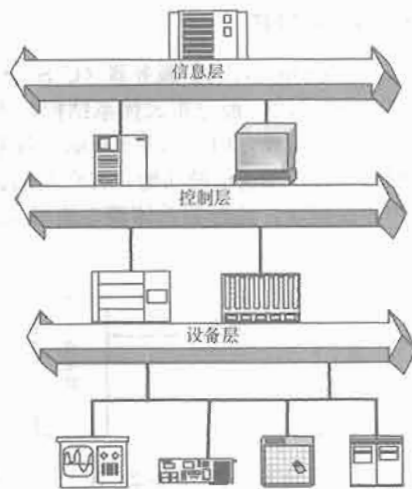


图 3.8-8 受控端系统层次结构

(2) 受控端与施控端之间的数据交换。图 3.8-9 所示为一 B/S 模式下的基于互联网数据交换实例。互联网上的施



控端通过浏览器向 Web 服务器发出请求, Web 服务器的远程数据服务组件处理请求, 发向 DBMS (数据库管理系统), DBMS 响应该请求并返回数据。客户端的软件在功能上很简单, 服务程序通过标准的 HTML 语言代码形成用户接口。Web 服务器实现客户端与服务器之间的所有交互操作, 其中组件被用于提高处理的效率, 服务器利用公共网关接口 (Common Gateway Interface, CGI)、互联网服务器应用程序接口 (Internet Server Application Program Interface, ISAPI) 或 Java 语言来生成基于数据信息的 HTML 文件。此外, 还可通过引入 ActiveX 组件、Java 组件等来增强 HTML 语言实现的界面, 浏览器不需要任何数据库驱动程序, 但是需要下载这些组件, 以使客户端的功能趋于完善。Web 服务器可以通过不同的方式访问数据库, 如 CGI、ISAPI、ASP、Java 或 CORBA。

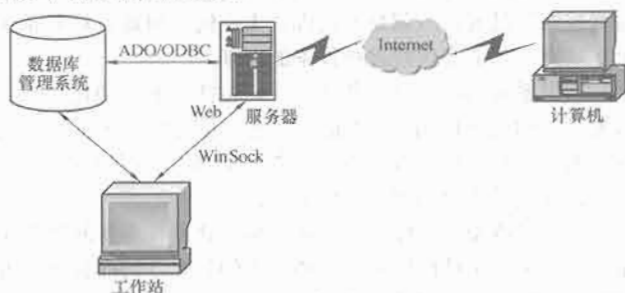


图 3.8-9 B/S 模式下的数据交换

## 2.4 基于互联网的数据传输

基于互联网的数据传输在远程控制中起着关键的作用, 直接影响系统性能。根据系统结构的不同, 数据传输方式也各不相同。

### 2.4.1 C/S 模式下的数据传输

对于基于互联网的远程控制用户 (施控端), 在 C/S 模式下, 作为客户端向受控端 (即服务器端) 发出请求, 这些请求可包括数据信息请求、图像信息请求或者控制请求, 服务器则提供服务, 将客户所要求的数据、图像信息等传送给客户或按客户的指令要求予以执行。

TCP/IP 网络通信的基础是套接字 (Sockets), 其实质是通信端点的一种抽象, 它提供了一种发送和接收数据的机制。例如 WinSock 是 Sockets 的 Windows 实现, 它是 Windows 下网络编程的规范。套接字定义并记录了任何使用 API 与互联网协议簇 (IPs, 通常指的是 TCP/IP) 的连接。应用程序调用套接字的 API 实现相互之间的通信。Windows Sockets 利用下层的网络通信协议功能和操作系统调用实现实际的通信工作。它们之间的关系如图 3.8-10 所示。

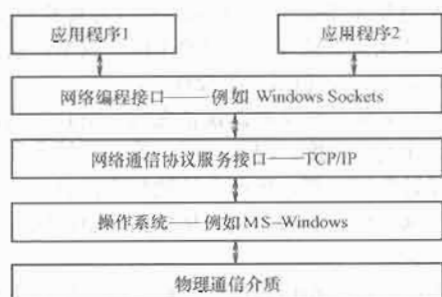


图 3.8-10 应用程序与套接字的工作关系

Sockets 主要有两种形式: 数据报套接字 (Datagram Socket) 和流套接字 (Stream Socket)。流套接字采用的是

TCP 协议, 它提供了双向、有序、无重复并且无记录边界的数据流服务。流套接字的特点是通信可靠, 对数据有校验和重发的机制, 通常用作数据文件的传输如 FTP、Telnet 等, 适合于大量数据的传输。数据报套接字采用的是 UDP 协议, 它建立在 IP 协议上, 提供无连接数据报传输, 支持双向的数据流, 但并不保证可靠、有序、非重复要求。数据报方式由于取消了重发检验机制, 能够达到较高的通信速率, 可以用于一些对数据可靠性要求不高的信息或周期性重复信息的传输, 如实时的语音、图像传输等。

远程控制的数据传输过程为: 现场控制主机定时获取设备系统的状态信息, 并根据需要将其交给传输任务发送到远程的施控端。可以分两种模式进行:

(1) 例行传输: 现场控制主机连续、定时、高频率地获取信息, 并周期性地发送到施控端, 供施控端处理和查看。

(2) 特殊传输: 根据需要临时、低频率或者一次性地操作信息传输, 如监控人员通过控制命令请求来要求查看系统某些测点某一时刻的状态, 系统控制主机响应该控制命令, 并将获取的状态数据发送到施控端。

对于例行传输, 一般采取数据报套接字, 传输层协议使用 UDP, 以便提高效率, 但是监控端也需要对收到的数据做必要的处理, 还需要在数据包中加一些传输控制信息。第二种传输模式要求单次操作的高可靠性, 一般采取流套接字方式。

### 2.4.2 B/S 模式下的数据传输

B/S 模式下, 表示层、功能层、数据层存放在三个独立的逻辑单元中, 分别为 Web 浏览器、Web 服务器和数据服务器。其中, 表示层位于客户端, 用于通过 Web 浏览器向 Web 服务器提出数据请求和接收 Web 服务器传送过来的页面并显示; 功能层由 Web 服务器来实现, 用于接收用户的请求, 执行相应的应用程序访问数据库, 并将得到的结果处理后, 以通用的格式 (通常为 HTML 文件格式) 传送给客户端; 数据层位于数据服务器端, 用于接收 Web 服务器对数据库操作的请求, 实现对数据库的查询、修改、更新等功能, 把运行结果提交给 Web 服务器。

数据服务器上一般安装通用数据库系统, 既要方便与 Web 服务器进行数据交换, 又要能快速存储数据层数据。这往往需要建立两种类型的数据库: 实时数据库和历史数据库。前者用来存储实时数据, 以供 Web 服务器进行动态显示; 后者用来存储每一时段的历史数据, 以供用户在线查询。Web 服务器是整个系统中任务最繁重的设备, 需要根据用户请求生成各类显示画面以及报表, 提供数据查询服务, 对数据层直接进行读写操作, 完成相应控制功能, 管理数据库和用户安全等。浏览器端一般没有应用程序, 借助于 Java 虚拟机、脚本语言解释器、ActiveX 等技术可以处理一些简单的客户端处理逻辑, 显示用户界面和 Web 服务器端的运行结果。

在 B/S 模式下, 施控端通过浏览器向 Web 服务器发出查询设备状态的请求或发送控制命令, Web 服务器的远程数据服务组件处理该请求并将该请求发向数据服务器, 后者再根据请求的不同类型将相应信息发送给施控端, 或向现场设备传递控制指令。

## 2.5 互联网控制的网络延迟

基于公众互联网实现远程控制的难点之一在于网络传输的延迟及不确定性、信息包丢失及不确定性。由于通信过程中延迟的随机存在, 控制系统的性能会下降, 甚至导致系统

不稳定。

对于固定延迟的远程控制,目前已经有多种解决方案,但对于随机延迟的远程控制,目前尚没有特别有效的解决方案。多数是通过分析已有的数据找到延迟的变化规律,通过使用  $n$  步预测器来抵消延迟的变化,把延迟的变化加到处理的程序中。但由于这些方法的控制策略大都是针对平均传输延迟的,或需要一些先决条件,如下一个延迟的上界等,所以应用到基于互联网的网络控制环境中存在难度。由于在互联网上很难建立一个对延迟的分析模型,可利用软件进行实时测量来建模,即由计算机经过网络传递给远程设备系统平台一个测试数据包(如命令 ping),测量经过此环路所需要的往返时间(Round Trip Time),计算出当前连接线路的吞吐能力,从而定义控制器带宽上限等参数。

针对具体的基于互联网的电气设备远程控制系统,首先需要分析网络传输的延迟问题及解决方法,在此基础上通过技术方法进行改进或处理。

以 B/S 模式的应用系统为例,远程的控制用户发出控制指令给本地的操作系统,交由本地的控制系统执行,并将执行情况返回给控制用户。因此, B/S 结构控制系统中的远程控制简单地说是远程客户通过互联网对工业现场的运行参数进行设定,并能对某些设备进行操作。一般的远程控制程序包括两个部分,即客户应用程序和控制服务程序。客户应用程序通过远程的控制服务程序对设备进行操作,而控制服务程序负责与客户应用程序进行远程通信,并执行客户应用程序的控制指令。在实现 B/S 结构系统的远程控制中,关键需要解决由浏览器(客户应用程序)到 Web 服务器(控制服务程序)再到现场设备过程中的数据延迟问题。这类环境下的远程控制难以保证实时控制,其延迟响应时间为

$$T_r = T_p + \frac{D_s + D_r}{v_l} + T_c \quad (3.8-1)$$

式中:  $T_r$  为延迟响应时间;  $T_p$  为控制服务程序与现场设备的数据交换时间;  $D_s$  为发送数据量;  $D_r$  为数据接收量;  $v_l$  为网络传输速度;  $T_c$  为通信初始化时间。

可以看出,要减小远程控制的延迟响应时间,可以减小  $T_p$ 、 $D_s$ 、 $D_r$ 、 $T_c$ , 增大  $v_l$ 。 $v_l$  由网络的硬件设备决定,而  $T_c$  取决于 TCP/IP 协议,  $T_p$  由控制服务器程序与现场设备的数据交换方式决定。因此在设计系统时,主要从  $T_p$ 、 $D_s$ 、 $D_r$  三方面进行考虑。

为减小控制过程中网络的数据流量,可以采用 ActiveX 技术来封装客户端程序,将其下载到客户端,在浏览器中实现与控制服务程序的通信。某控制系统框架如图 3.8-11 所示,其中 Web 服务器与现场控制设备的连接通过 OPC 服务器的标准接口和工控软件的动态数据交换实现。



图 3.8-11 采用 ActiveX 技术的远程控制系统框架

### 3 基于互联网的控制系统

除了较多的机器人远程监控的应用和研究外,在工业控制领域,由于工厂和设备系统在地域上越来越分散,常常需要通过互联网收集掌握现场控制信息和生产状况,或对分散在各工厂和生产线上的控制网络进行状态监控、远程软件下载及设备的诊断维护。分散型综合控制系统(如 DCS)应

用中,对于大型的公司要实现分散在各地的下属企业进行经营、生产概况的数据、曲线浏览,监视工厂生产装置的运行状态,则更迫切要求控制网络和互联网相结合,由此便形成了控制领域的一个新方向,并产生了基于互联网的控制系统,有时也归于网络化控制系统(Networked Control System, NCS)。

#### 3.1 网络化远程控制

网络化控制系统是指本地计算机通过网络实现对远端设备的监视和控制的一类软、硬件应用系统。将被控设备或过程的监控信息接入互联网,在一定条件下就可以通过互联网监视生产系统和现场设备的运行状态和各种参数,根据经营的需要及时发出调度指令,或者利用本地丰富的软硬件资源对远程对象进行高级控制等。与传统的电气控制系统相比,远程控制的最大的特点就是开放性,无论何时何地,只要能连上互联网,就能实现对远程设备的控制。

这类系统的应用范围非常广泛,包括工业自动化(例如机器人的网络化控制)、建筑自动化、家庭自动化以及当代航空航天系统的控制等。按远程控制设备自主能力的不同,其控制方式可以分为如下三种类型:

(1) 保持型的远程控制:在不断提高设备本身的智能化水平、对突发事件的应对能力和系统的鲁棒性的前提下,远程控制仅仅向受控端发出控制命令。而由设备自主完成命令。施控端只对设备进行监视,在必要时对设备进行干预,要求设备不断向施控端发送设备运行信息。这样施控端必须维持与设备建立起来的通信连接,信息的传输允许有一定的时间延迟。由于现场设备有一定的智能或预测处理能力,一旦事故发生可自行及时处理,或暂停任务,等待施控端的解决方法。这种方式可实现远程设备的无人控制,可应用于危险环境和人力不能到达的地方等。

(2) 完成型的远程控制:这种控制方式的施控端仅仅向受控端发出控制命令,而由设备自主地完成命令,施控端不对设备的具体实现过程进行控制干预,设备完成任务后向施控端报告。设备的操作控制完全在本地进行,设备在本地操作人员的监控下完成加工任务。

(3) 完全型的远程控制:这种控制方式的设备的本地控制系统仅仅控制设备的执行机构,全部的操作控制由施控端完成。这种方式中设备控制系统与设备是分离的,而在受控端内信号的传递速度要求很高,施控端能够立刻对现场进行反应,要求通信线路高速可靠。这种控制方式用于一些特殊的行业。

#### 3.2 控制数据的互联网发布

WWW 是基于 Internet、Intranet 的大规模信息服务系统,目前已经成为信息发布的主要手段。典型的信息发布流程如图 3.8-12 所示,包括以下操作:

(1) 数据采集系统从控制设备现场采集到原始信息(电流、电压、速度、温度、湿度、压力等)。

(2) 经过数据整理,形成系统数据库信息。

(3) 根据远程客户端的请求从数据库中提取信息,得到待发布的信息。

(4) 系统将待发布信息按照模板文件规定的页面表现样式进行排列,形成最终符合要求的页面,通过发布程序一次性或定时刷新发布到 Web 服务器上。

常见的互联网数据的发布技术有 ASP、PHP、JSP 等,通过嵌入 Java 小程序可以方便地实现控制系统信息交互

作用。



图 3.8-12 基于互联网技术的测控系统信息发布流程图

### 3.2.1 ASP 技术

ASP (Active Server Pages, 动态服务器页面) 是微软公司推出的一种网络编程技术。准确地说, ASP 不能算作是一种编程语言, 因为 ASP 没有提供自己专门的编程语言, 而允许用户使用包括 VBScript、JavaScript 等在内的已有的脚本语言编写 ASP 的应用程序。因此, ASP 实际上应当是一种脚本语言的服务器端编写环境。

ASP 默认的脚本编写语言为 VBScript, 但是只要用户安装了相应的脚本引擎, 就可以使用各种脚本语言编写 ASP 应用程序。ASP 吸收了当今许多流行的技术, 如 IIS、ActiveX、VBScript、ODBC 等, 是一种发展较为成熟的网络应用程序开发技术。与其他的语言相比, ASP 易于编辑, 源程序安全, 并具有以下特点:

(1) 使用 VBScript、JavaScript 等简单易懂的脚本语言, 结合 HTML 代码, 即可快速地完成网站应用程序的开发。

(2) 无须编译, 容易编写, 可在服务器端直接执行。

(3) 与浏览器无关, 用户端只需使用可执行 HTML 代码的浏览器, 即可浏览利用 ASP 技术设计的网页内容。ASP 所使用的脚本语言均在 Web 服务器端执行, 用户端的浏览器不执行这些脚本语言。

(4) ASP 能与任何 ActiveX Scripting 语言相容。除了可以使用 VBScript 和 JavaScript 语言设计外, 还可通过插件方式使用由第三方所提供的其他脚本语言, 如 Perl、Tcl 等。脚本引擎是处理脚本程序的 COM 对象。

(5) ActiveX 服务器组件具有无限可扩充性。可以使用 Visual Basic、Java、Visual C++、COBOL 等编程语言来编写所需要的组件。

ASP 主要运行在 Windows 系列操作系统上, 使用 PWS (Personal Web Server) 或 IIS (Internet Information Server) 作为服务器软件, 返回给客户端的是 HTML 文件, 对客户端隐藏其实现逻辑, 同时减轻了客户端服务器的负担, 也使其客户端与平台无关。使用 ASP 可以实现服务器端的文件系统访问和连接数据库及基于数据库的开发应用, 并可在应用中方便地嵌入 ActiveX、COM 组件和 Java 小程序。

ASP 的核心技术是对组件和对象技术的充分支持。通过使用 ASP 的组件和对象技术, 用户可以直接使用 ActiveX 控件, 调用对象的方法和属性, 以简单的方式实现强大的功能。

ASP 也有自身的缺点, 比如运行速度较慢, 安全性和跨平台服务性较差等。

### 3.2.2 JSP 技术

JSP (Java Server Pages) 是由 Sun Microsystems 公司首先推出的基于 Java Servlet 以及整个 Java 体系的 Web 开发技术。JSP 和 ASP 在技术方面有许多相似之处, 但 JSP 使用的是类似于 HTML 的标记和 Java 代码片段, 而不是用 VBScript。两者来源于不同的技术规范组织, ASP 一般只应用

于 Windows 平台, 而 JSP 则可以在绝大多数的服务器上运行。基于 JSP 技术的应用程序比基于 ASP 的应用程序易于维护和管理。

由于 JSP 页面的内置脚本语言是基于 Java 编程语言的, 而且所有的 JSP 页面都被编译成为 Java Servlet, 因此 JSP 页面具有 Java 技术的所有优点, 包括高效的存储管理和安全性。作为 Java 平台的一部分, JSP 拥有 Java 编程语言一次编写多处运行的特点。随着越来越多的供应商将 JSP 支持添加到他们的产品中, 用户可以使用自己所选择的服务器和工具更改工具或服务器, 而不影响当前的应用。

### 3.2.3 PHP 技术

PHP (Personal Home Page Tools) 是综合了 Perl、Java 和 C 语言精华的脚本语言, 能够提供各种强大的功能。不同于其他网络编程技术, PHP 是一种自由软件。

除了能够对数据库进行读取之外, PHP 还支持生成动态图像、IMAP、SNMP、LDAP、XML 等。在数据库方面, PHP 能够支持 Sybase、Oracle、Informix、MSSQL 等多种数据库。

PHP 具有良好的跨平台可移植性, 可以在 Windows、Unix 和 Linux 系统下的 Web 服务器上正常运行, 支持包括 IIS、Apache 等在内的多种流行的 Web 服务器。此外, 当用户变换工作平台时, 无需更改 PHP 代码, 直接可以在新的平台上使用。

## 3.3 面向互联网的 SNMP 设备远程监控

SNMP (Simple Network Management Protocol, 简单网络管理协议) 是一种开放的基于标准的网络管理协议框架, 主要运行于 TCP/IP 协议集上。SNMP 的开放性使得企业可以采用基于通用系统的方法来分析、改善系统的结构, 其标准化的定义方法增强了 SNMP 框架的灵活性和可扩展性。SNMP 为网络设备的监测和控制提供了良好的通信机制和通用的设计模式, 使用 SNMP 的 GET 命令可以获取设备运行参数的值, 使用 SET 命令可以设置设备运行的参数, 从而对设备运行进行动态监测和控制。该协议简单、通用, 有利于系统的开发和扩展。

由于 SNMP 的这些特性, 目前重要的控制设备中一般都提供 SNMP 协议支持, 小到路由器、交换机、调制解调器, 大到程控交换机、带有网络接口的重要电源设备、UPS 及大型电气自动化设备, 甚至有的数据库系统也提供对 SNMP 的支持。用户可以了解网络设备的运行情况, 设置设备的参数, 收集相关数据, 了解网络的使用效率, 用于故障诊断。

### 3.3.1 SNMP 模型与配置

SNMP 采用 A/M (Agent/Management) 代理/管理站模型, 如图 3.8-13 所示。它由四部分组成, 包括管理节点、管理站、管理信息和管理协议。

管理节点是指主机、路由器、网桥、打印机及任何可以与外界交流信息的设备。管理节点需能运行 SNMP 代理 (Agent) 程序。每一个代理维护一个本地数据库。每个被管理的设备都具有一个或者多个变量来描述自己的状态, 称为对象。

管理信息库 MIB (Management Information Base) 用来存放这些对象的数据结构。管理站 (Manager) 使用 SNMP 协议与代理通信。该协议允许管理站查询代理的本地对象的状态, 必要时可修改。同时 MIB 模块定义了每个重要的事件, 当一个代理发现重要的事件时, 就立刻把事件汇报给配



置表中的所有管理站,该报告称作 SNMP 陷阱 (Trap)。异常事件包括管理节点的崩溃重启、线路的中断恢复、拥塞等,也可由用户自己定义。



图 3.8-13 简单网络管理协议 SNMP 的管理模型

管理信息结构 SMI (Structure of Management Information) 定义了 SNMP 框架所用信息的组织、组成和标记,还为描述 MIB 对象和描述协议如何交换信息奠定了基础。例如,SMI 定义了 MIB 管理对象的树状结构,用树中的节点表示已经命名的各种对象,有利于 MIB 树的不断扩展。

图 3.8-14 所示为一基于 SNMP 的网络设备监视系统的功能示意图,系统运行在一台有网络连接的工作站上,主要提供两个方面的服务功能:

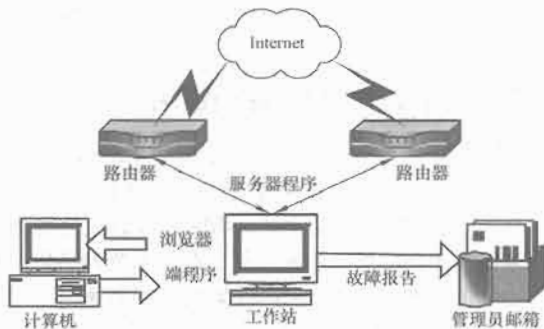


图 3.8-14 系统功能示意图

(1) 能够监测网络设备的运行状态,并在设备出现故障时通过一定的方式向网络管理员发出警告,如电子邮件。这种方式实现简单,信息周全具体,使得管理员可以很快地定位故障,节省寻找故障点的时间。

(2) 提供通过浏览器查看网络设备信息的功能,而无需安装客户端软件,可大大方便网络管理员。

为了实现上述功能,该系统采用了 B/S 结构模式。为保证系统的灵活性和可扩展性,使用了多个配置文件:

(1) 用户信息文件包含用户名、用户口令以及用户被授权可以查询的设备索引号。

(2) 设备索引文件包括设备索引号及其对应设备的 IP 地址。

(3) 设备文件包括设备 IP 地址、团体 (Community) 名称及其他的一些描述信息,如负责该设备的网络管理员的邮箱地址,该信息在该设备出现故障时给管理员警告时使用。

当网络设置的配置情况或者用户信息发生改变时,只需要修改相应的配置文件就可以保证系统的正常运行。

### 3.3.2 服务器端程序设计

由于要监测网络设备的运行情况,可把服务器端程序编写成一个守护进程 (Daemon),随系统一起启动,然后在后台运行,直到整个系统结束。为了提高程序的运行效率,程序设计采用多线程。

主线程的任务是从设备文件中读取设备的 IP 地址及团

体名,然后每隔一固定时间对各个设备的运行状态信息进行一次采集,对每台设备产生一个线程,由该线程负责对端口状态信息进行采集,把采集到的信息缓存起来,保证用户通过浏览器查询时立刻得到结果。

信息的采集是通过遍历网络设备的 MIB 树中的接口组 (Interfaces) 来实现的。例如网络设备端口的名字、类型、带宽,这些信息对应于接口组的对象 ifDescr、ifType 以及 ifSpeed。而网络设备的端口状态则通过接口组中对象 ifOperStatus 和 ifAdminStatus 的值组合确定。

每个线程在结束对相应网络设备的信息采集后向主线程报告结果。当无异常情况发生时,主线程不做处理;当有端口出现故障时,主线程就根据端口对应的设备,从设备文件中读取相应的管理员邮箱地址,并向该邮箱发送邮件报告情况。

### 3.3.3 浏览器端程序设计

为保证只有授权的用户才能查看设备信息,浏览器端程序提供了验证用户身份的功能。用户在使用该系统前需进行身份验证,通过认证后就可查看授权范围内的设备列表。列表中的每个表项是一个超级链接,当用户单击其中一个链接后,浏览器端程序就会与服务器程序进行交互以取得查询结果。

## 3.4 面向互联网的远程视频监控

大型设备系统或企业内的各种生产设备类型复杂,数目巨大,地域分布广,人工监视有很大困难。面向互联网的远程视频监控系统作为计算机广域信息网的重要功能之一,可以应用于无人值守的大型电气设备、配送设备或电厂综合监控系统、生产调度指挥系统及对灾害和突发事件的应急处理,以确保监控场所内设备的可靠运行及人员的安全。引入互联网技术,可将相对独立的设备和系统连入网络,视频监控技术也由原来传统的本地模拟视频监控发展到数字化网络视频监控,并引入了基于嵌入式系统的接入、视频信号的编码、视频流和控制流的网络传输等技术。

目前有两种数字网络视频监控系统类型:一种是基于台式机的简易视频监控系统,另一种是基于嵌入式 Web 服务器的网络视频监控系统。

### 3.4.1 基于台式机的简易视频监控系统

数字视频压缩编码技术日益成熟,计算机的普及为基于工业 PC 机的多媒体监控创造了条件。这种新型视频监控系统的迅速崛起,部分地取代了以视频矩阵图像分割器、录像机为核心,辅以其他传送器的模拟视频监控模式,其优越性主要表现为:

(1) PC 机的多媒体监控主机综合了视频矩阵、图像分割器、录像机等的众多功能,使系统结构大为简化。

(2) 由于采用计算机网络技术,数字多媒体远程网络监控在理论上不受距离限制。

(3) 由于采用大容量磁盘阵列存储器或光盘存储器,可以节省大量的磁带介质,同时有利于系统实现多媒体信息查询。

这类系统主要利用视频采集卡采集压缩视频信号,存储或进行网上发布,实现基本的监视、录像、回放、备份、报警、控制、远程连接等功能。视频采集卡又分为硬件压缩和软件压缩两类,相比之下,软件压缩传输的稳定性、快速性要比硬件压缩传输逊色一些。这类系统的互联网应用需要另配一台 Web 服务器,负责对外转发服务,整体、稳定性稍差。



### 3.4.2 基于嵌入式 Web 服务器的网络视频监控系统

基于嵌入式 Web 服务器的网络视频监控是近年来出现的一种新型的数字化网络远程视频监控方法,工作原理是系统内置一个嵌入式 Web 服务器,并采用嵌入式实时操作系统。摄像机传送来的视频信号数字化后由高效压缩芯片压缩,通过内部总线传送到内置的 Web 服务器。网络上的用户可以直接用浏览器观看 Web 服务器上的摄像机图像,授权用户还可以控制摄像机云台镜头等设备的动作或对系统配置进行操作。由于把视频压缩和 Web 功能集中到一个体积很小的设备内,可以直接连入局域网,实现即插即看,省掉多种复杂的电缆,安装方便(仅需设置一个 IP 地址)。用户也无须安装任何硬件设备,仅用浏览器即可观看。

基于嵌入式 Web 服务器的网络视频监控系统使用现有的网络系统,采用嵌入式的网络视频服务器,实现从监控点前端到监控中心再到监控工作站的数字化处理,这也是监控系统发展的必然趋势。基于嵌入式 Web 服务器的网络视频监控系统的突出优点为:

(1) 监控区域广阔。嵌入式视频 Web 服务器监控系统的 Web 服务器直接连入网络,没有线缆长度和信号衰减的限制,同时网络没有距离概念,可扩展监控区域。另外,可以利用现有的网络资源,使用现成的通信协议,不需要为新建监控系统铺设电缆、增加设备。

(2) 系统具有较好的无缝扩展能力。所有设备都以 IP 地址进行标识,增加设备只是意味着 IP 地址的扩充,有网络的地方增加监控点设备就可扩展新的监控点。

(3) 可组成非常复杂的监控网络。采用基于嵌入式 Web 服务器为核心的监控系统,在组网方式上与传统的模拟监控和基于 PC 平台的监控方式有很大的不同,由于 Web 服务器的输出已完成模拟到数字的转换并压缩,可采用统一的协议在网络上传输,支持跨网关、跨路由器的远程视频传输。

(4) 性能稳定可靠,无须专人管理,维护费用低。嵌入式 Web 服务器实际上基于嵌入式系统技术,采用嵌入式实时多任务操作系统,又由于视频压缩和 Web 功能集中到一个体积很小的设备内,直接连入局域网或广域网,系统的实时性、稳定性、可靠性大大提高,非常适合于无人值守的环境。

例如使用瑞典 AXIS 公司生产的 AXIS 2400 嵌入式 Web 服务器构建的一个典型的远程视频监控系统结构如图 3.8-15 所示,支持 4 路 MPEG1 视频信号。目前各种更高性能的嵌入式视频服务器也已进入市场。

基于嵌入式 Web 服务器的网络服务已成为目前嵌入式系统重要的应用领域之一,应用时只需按 B/S 模式进行信息传输,借助 ASP、Java 程序实现相关的控制和人机交互。

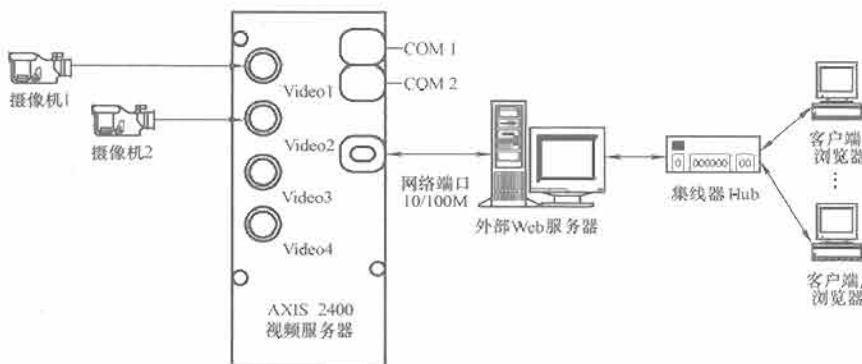


图 3.8-15 远程视频监控系统结构示意图

## 第9章 计算机控制系统中的可靠性技术

计算机控制系统的可靠性通常是指系统在规定条件下以及规定时间内完成规定功能的能力。可靠性只是个定性的概念,实际中往往需要以定量的形式具体表示可靠性的量,如可靠度、故障率、维护率、平均故障间隔时间、平均维护时间、有效度等。

计算机控制系统的可靠性从整体上由硬件和软件两部分构成,有时还需要相互配合。系统可靠性取决于多种因素,如系统的设计方案、所使用元器件或部件的质量、运行环境、维护策略、软件结构、代码质量等。因此,要提高系统可靠性,首先要提高元器件的质量。但要保证元器件永远不出故障是不现实的,因为随着系统运行时间的增加,元器件的参数变化和损坏是不可避免的。提高系统可靠性的另一重要措施是屏蔽故障影响的冗余(容错)技术,即通过系统结构的合理设计提高整个系统的可靠性;此外,也需要采取专门措施监测控制系统软件的故障,容错运行或自动故障恢复运行,同时在硬件设计中适当增加系统的状态反馈,以提高硬件故障诊断的能力。

### 1 可靠性的基本概念

假定系统投入运行并工作了一段时间( $t_1$ )后出现了故障,系统停机维修。经过一段时间( $T_1$ )的维修,故障排除,系统又正常运行。如此往复,在时间坐标轴上, $t_1$ 、 $t_2$ 、 $\dots$ 、 $t_n$ 是系统正常工作时间, $T_1$ 、 $T_2$ 、 $\dots$ 、 $T_n$ 是系统维护时间,则有以下基本参数。

(1) 可靠度:可靠度表示系统运行 $n$ 次不发生故障的概率,常用 $R$ 表示。

$$R(n) = P\{\text{运行 } n \text{ 次不发生故障}\}$$

也可表示为

$$R = 1 - \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{n_i}{n}$$

式中: $n$ 是运行次数; $n_i$ 是 $n$ 次运行中发生故障的次数。

如果按限定的时间计算,可靠度表示在限定的时间 $[0, t]$ 内不发生故障的概率,即

$$R(t) = P\{\text{在时间 } [0, t] \text{ 内运行不发生故障}\}$$

(2) 故障率:故障率(失效率)表示单位工作时间内发生故障的次数,常用 $\lambda$ 表示,计算式为

$$\lambda = \frac{\text{失效次数}}{\text{总工作时间}} = \frac{n}{\sum_{i=1}^n t_i}$$

(3) 平均故障间隔时间:平均故障间隔时间表示系统发生多次故障的情况下平均连续工作的时间,常用 MTBF 表示。

$$\text{MTBF} = \frac{\text{总工作时间}}{\text{失效次数}} = \frac{\sum_{i=1}^n t_i}{n} = \frac{1}{\lambda}$$

(4) 维护率:维护率表示单位时间内修复故障的次数,常用 $\mu$ 表示。

$$\mu = \frac{\text{维护次数}}{\text{总维护时间}} = \frac{n}{\sum_{i=1}^n T_i}$$

(5) 平均维护时间:平均维护时间表示系统进行多次维护后的平均维护时间,即平均故障时间,常用 MTTR 表示,计算式为

$$\text{MTTR} = \frac{\text{总维护时间}}{\text{维护次数}} = \frac{\sum_{i=1}^n T_i}{n} = \frac{1}{\mu}$$

如果该值很小,表示系统可维护性好,容易修复。

(6) 有效度:有效度表示在某一特定的瞬间,系统维持其正常工作的概率,常用 $A$ 表示,计算式为

$$A = \frac{\text{可工作时间}}{\text{可工作时间} + \text{不能工作时间}} = \frac{\text{MTBF}}{\text{MTBF} + \text{MTTR}} = \frac{\mu}{\lambda + \mu} = \frac{\lambda}{1 + \lambda/\mu}$$

式中: $\lambda/\mu$ 是系统的重要性能指标, $\lambda/\mu$ 较大表明系统不能可靠地工作,运行不久即出现故障,有效度降低。

### 2 软件可靠性设计

影响软件可靠性的首要因素是软件故障。软件故障主要有两大类。一类是由于编制过程中考虑不周而导致的软件本身的固有缺陷和错误;另一类是外界因素导致的软件执行失败,诸如存放软件的硬盘或固化存储器缺陷引起的软件变化,或其他外界原因造成软件执行时出错。

影响软件可靠性的另一个重要因素是数据采集的可靠性,即计算机所获取的数据是否为反映系统真实情况的数据,或者说在存在干扰的情况下保留有效信号、消除干扰的能力。另外,软件的故障自诊断能力也是软件可靠性的一个衡量标准。

软件可靠性设计主要是指软件容错技术、编码检错技术、数字滤波技术和故障自诊断技术。目前,软件可靠性设计尚无统一模式,应根据各种具体的硬件环境和测控对象采用不同的设计方法。

#### 2.1 软件容错技术

##### 2.1.1 多软件模块容错技术

多软件的含义有两种:一是指一套系统软件留有多套备份;二是指主要程序采用几种不同的方法进行编制,即同一目标的软件有几种不同的版本。前者是为了在外界因素引起软件执行失败或软件发生变化时能马上启用备用程序;后者则可对软件本身的固有错误进行检测,并在系统发生故障时能辅助判断是硬件故障还是软件故障。一般在大型项目编程或程序算法比较复杂的情况下,可由多人编制同一目标的程序,这样可及时对人为的软件错误进行纠正。特殊冗余模式下,可进行表决运行。

##### 2.1.2 时间冗余容错技术

时间冗余容错技术是通过消耗时间来达到容错的目的,目前常用的有指令复执和程序卷回。

指令复执是当系统因干扰等原因发生运行出错时,系统立即对发生错误的过程再重新执行一次,如果出错是瞬时

的,则可以通过重新运行得到纠正。指令复执应当在系统检测有出错时及时保护现场,立即保存当时的指令地址及指令所用的初始数据,以便重新取出和重新执行时使用。指令复执时,程序计数器PC值要回到出错前一步。由于指令复执的目的在于消除瞬时性故障,所以通常用规定时间或规定次数来控制指令复执。如果在规定范围内复执成功,说明这种瞬时性故障被排除。

根据指令复执的思想,将某一小段程序重复执行可能会取得更好的效果,因为有时瞬时干扰所引起的故障往往也要持续一段时间。这种重复执行一段程序的方法通常称为程序卷回。程序卷回也可以进行多次,直到在规定时间内还不能消除故障为止。

在计算机测控系统的运行中,由于各种原因引起的瞬时性故障的持续时间一般都很短,指令复执和程序卷回可以避免故障自动地恢复工作,因而是一种应用很广泛的抗干扰措施。

### 2.1.3 软件鲁棒性

软件鲁棒性是指软件在遇到违反规范的情况下仍能继续执行的性能。通常采用以下方法提高软件鲁棒性。

(1) 防止浮点错误技术。发生浮点错误时,程序将出错而不能继续执行,这种情况通常是由除法运算中分母为零而引起的。因此,在有除法运算的地方,若分母为变量则先判断其是否为零,若为零则根据具体情况赋给变量一个合理值或将最大值赋予商变量。例如在数据处理过程中,应用标度变换程序将采集的模拟量转换为物理量时需除以某个系数 $K$ ,当存储系数 $K$ 的文件变化使 $K$ 为零时,程序自动赋予 $K$ 一个理论值。

(2) 防止死循环技术。有时,由于各种原因会导致软件死循环并最终导致死机。因此,在遇到循环时加上判断语句,一旦循环次数超过一定数值则自动跳出循环,这样就可以避免软件死循环的发生。

(3) 输出限位技术。在计算机测控系统中,软件的一些输出直接作用于系统,其与设备的接口就显得尤其重要。因此,应在对设备进行了了解的基础上对各输出口进行软件限幅,以免超出设备的输出极限。另外,在程序执行结束后应自动将各输出口置为零,以避免非运行状态时系统的输出口带电。

## 2.2 编码检错技术

编码检错技术是通过附加信息位来增加可靠性。在计算机测控系统的运行中,当代码中某些信息位因各种原因产生错误时,所附加的信息位能发现错误或恢复原来的信息。一般来说,附加的信息位越多,其检错和纠错能力越强,当然工作效率将降低。

计算机测控系统中常用的奇偶码校验、海明码校验以及在快速成组数据传输中常使用的循环冗余校验(CRC校验)等都有很强的检错和纠错能力。

### 2.2.1 奇偶码校验

奇偶校验位的设置是比较简单的,因为在一般情况下出错的几率很小,而出错后错一位的几率最大,因而设置奇偶位可以检出一位错码。奇偶校验码是在原有代码上增加一位奇偶校验值 $P$ ,偶校验时使数据和奇偶位的“1”的个数相加为偶数,奇校验时则相反。奇偶校验可以检出数据位的出错,但不能纠错。由于只需附加一位校验位,奇偶校验因而被广泛应用于计算机测控系统的信息检错。

另外,由于加法奇偶校验与进位有关,而且进行运算时

各个加法器的进位不是独立的,因此单个元件的故障可能引起多位错误而使奇偶校验失效。所以,一般只在进位正确的情况下(或对进位线路再做补充检查的情况下),加法奇偶校验才被采用。

还有一种常用的校验码是水平、垂直奇偶校验。通常将数据通信代码如ASCII码、ISO码、CCITT国际5号码等在使用时按8位代码传输,将第8位作校验用。一般在同步传输时用作偶校验位,异步传输时用作奇校验位。水平、垂直奇偶校验虽能有效检错,但同样不能纠错。

### 2.2.2 海明码校验

海明码可以同时检测一组信息中的两重错误,能定位和自动纠正一重错误。这种码由于可靠性高而被广泛应用于计算机测控系统中,并已有专门的海明码编译芯片。编码校验时间、译码检测及纠错时间均在几十微秒之内,使用十分方便。

编码时,在一个11位的信息位( $a_1, a_2, \dots, a_{11}$ )中的1、2、4、8位插入4位海明奇偶校验位( $b_1, b_2, b_3, b_4$ ),从而构成新的15位数码进行传输。接收时,经海明校验的译码对其进行检错和纠错,如先将这些数码编为A、B、C、D4组进行奇偶校验。若采用奇校验,传输正确时A、B、C、D4次校验都应均为奇;若4次校验中有一次或几次为偶,说明传输有错误,从4组中为偶的结果可判断15位信息中的某一位发生了错误并进行纠错,然后得出应传递的原始信号。

### 2.2.3 循环冗余校验

循环冗余校验(CRC校验)是一种常用、有效的冗余校验方法,目前已有专门的CRC码编译码芯片。在发送端,把要检验的二进制字组除以一个特定的生成多项式,把余数附在数据字组后面作为冗余位,构成一个新的数据字组。如传输无错,接收端字组能被这一特定生成多项式除尽,否则说明有错。

CRC校验的基本思想是利用线性编码理论,在发送端根据要传送的二进制码序列,以一定的规则产生一个校验用的监督码(也叫CRC码)附加在信息后边,构成一个新的二进制码序列发送出去。在接收端,则根据信息码和监督码之间所遵循的规则进行检测,确定传送中是否出错。

## 2.3 数字滤波技术

在计算机测控系统中,除了硬件滤波方法外,数字滤波是提高采集数据可靠性的最有效措施。数字滤波就是从数据序列中提取逼近真值数据的软件方法,与控制算法中的方法类似,常用的有算术平均值法、中值滤波法、滑动平均滤波法、加权平均滤波法、比较取舍法、复合滤波法以及逻辑判断等,各种方法各有其特点,使用时可根据系统可能出现的干扰形式加以适当选用。

(1) 算术平均值法:对一点数据连续采样多次,计算其平均值并以平均值为该点的采样结果。

(2) 去极值取算术平均值法:它与一般的算术平均值法的区别在于,需要在计算平均值前去除最大值和最小值。

(3) 中值滤波法:对目标参数连续进行若干次采样,然后将这些采样进行排序,选取中间位置的采样值为有效值。

(4) 滑动平均滤波法:将目前的采样值和过去若干次的采样值一起计算平均值,得到的结果即为有效采样值,多应用于采样速度较慢的场合。

(5) 低通滤波法:将普通硬件RC低通滤波器的微分方

程用差分方程来表示,可以用软件算法来模拟硬件滤波器的功能。

(6) 程序判断法:通过程序将明显不合理的值去除。如某测控系统对室温进行采集,采集到的值大于 60℃,程序判定此次采集值是错误的。

数字滤波算法既可用于输入,也可用于输出处理,参见本篇第 5 章。

## 2.4 故障自诊断技术

故障自诊断是指计算机测控系统定时执行故障自诊断程序,并迅速、准确地确定系统内部是否发生故障以及故障发生的部位。故障自诊断设计首先要解决如何发现故障的问题。一般情况下,操作失误及程序可能的执行错误都应给出错误提示,这样即可根据提示内容很快消除这一类故障。若程序执行过程中未出现错误提示但结果不对,则应首先判断是软件原因还是硬件故障。若属软件原因则启用备份软件或其他版本软件,若属硬件故障则另行处理。所以,提高故障自诊断能力是和软件的容错性息息相关的。一般的经验做法有如下几种:

(1) 系统自检:系统自检主要包括 CPU 运行功能检查和 RAM 内容检查。CPU 运行功能检查是对 CPU 做特定运算并与规定的结果相比较, RAM 内容检查是对空白 RAM 单元进行数据存取、求反存取的比较,对运行单元做读—写—读比较等。

(2) 软件复位:软件复位有两种方式,即初始复位(冷启动)和再次复位(热启动)。冷启动时,系统进行彻底的初始化操作。连续性工作过程中程序失控时,要引导系统执行刚失控时的那个程序模块,须采用热启动。热启动程序模块仅对系统的当前状态进行修复和有选择的初始化,使系统尽可能快地恢复正常。系统如何正确地选择启动方式,由软件用上电标志来区分。系统初次上电后,将上电标志位置位,以后当干扰引起复位时,因判断到上电标志位已置位,即转去执行热启动程序模块。

(3) 休眠抗干扰:目前常用的控制处理器均具有休眠功能。当系统处于休眠状态时,仅定时/计数系统和中断系统处于工作状态, CPU 对系统总线上出现的干扰不做任何反应。软件设计时,可让系统在空闲时处于休眠状态,有任务时再由中断系统唤醒它。采用这种方式可大大降低 CPU 受随机干扰的威胁,同时降低了功耗。

(4) 指令冗余和数据冗余:控制处理器在受到强干扰时,指令指针 IP (PC) 值有时会被随机修改,使程序从正确的位置跳转(“跑飞”)到 ROM 中的任一地址。当 IP 值跳转到用户工作程序 ROM 区内时,可采用指令冗余使程序恢复正常。该方法对存储单元的增多不多,但可大大提高系统可靠性。具体做法是在一些对程序流向起决定性作用的指令(如转移指令)和某些对系统工作至关重要的指令(如中断、堆栈等)之前插入几条空操作(NOP)指令,也可在关键程序中每隔若干条指令插入一条 NOP 指令,或在多字节指令前插入一条或两条 NOP 指令。

为保证系统重要数据的正确性,可采用数据冗余技术实现 RAM 内容的自检与自救,常用的方法有校验法和设标法。校验法比较烦琐,但查错的置信度高;设标法简单,但对数据表中个别数据被冲毁的情况无能为力。

(5) 软件陷阱:当 IP 值被改变,程序误入非用户程序存储区致使程序失常时,可在非用户程序存储区设置软件陷阱使程序恢复正常。软件陷阱是一条引导指令,强行将程序

引向一指定地址,在指定地址上有一个专门的出错处理程序(假设该段程序为 ERROR,则软件陷阱即为一“跳转到 ERROR”指令)。为加强其捕捉效果,一般在它前面加两条 NOP 指令。软件陷阱一般安置在未使用的中断向量区、未使用的用户 EPROM 区、表格区和程序区的断裂区后,即安置在程序正常执行不到的地方,因此不会影响程序的正常执行。

## 3 硬件可靠性设计

一般来说,系统总是由多个子系统组成,而子系统又是由更小的子系统组成,直到细分到电阻器、电容器、电感、晶体管、集成电路、机械零件等小元件的复杂组合,其中任何一个元件发生故障都会成为系统出现故障的原因。因此,硬件可靠性设计在保证元器件可靠性的基础上,既要考虑单一控制单元的可靠性设计,更要考虑整个控制系统的可靠性设计。

### 3.1 硬件可靠性及提高

#### 3.1.1 影响硬件可靠性的因素

(1) 元件失效。元件失效有三种:一是元件本身的缺陷,如硅裂、漏气等;二是加工过程、环境条件的变化加速了元件、组件的失效;三是工艺问题,如焊接不牢、筛选不严等。

(2) 设计不当。在计算机控制系统中,许多元器件发生的故障并不是元件本身的问题,而是系统设计不合理或元器件使用不当所造成。在设计过程中,如何正确使用各种型号的元器件或集成电路,是提高硬件可靠性不可忽视的重要因素。

1) 电气性能:元器件的电气性能是指元器件所能承受的电压、电流、电容、功率等的能力,在使用时要注意元器件的电气性能,不能超限使用。

2) 环境条件:计算机控制系统的工作环境有时相当恶劣,由于环境因素的影响,不少系统的实验室试验情况虽然良好,但安装到现场并长期运行就频出故障。其原因是多方面的,包括温度、干扰、电源、现场空气等对硬件的影响。因此,设计系统时,应考虑环境条件对硬件参数的影响,元件设备须经老化试验处理。

3) 组装工艺:在硬件设计中,组装工艺直接影响硬件系统的可靠性。由于工艺原因引起的故障很难定位排除,一个焊点的虚焊或似接非接很可能导致整个系统在工作过程中不时地出现工作不正常现象。另外,设计印制电路板时应考虑元器件的布局、引线的走向、引线的分类排序等。

#### 3.1.2 提高硬件可靠性的一般方法

在计算机控制系统的整体设计中,如何提高系统硬件的可靠性是整个系统设计的关键,系统硬件设计时常需采用必要的可靠性措施:

(1) 电路设计。据统计,影响计算机控制系统可靠性的因素约 45%来自系统设计。为了保证系统的可靠性,在对其电路设计时应考虑最极端的情况。

各种电子元器件的特性不可能是一个恒定值,总是在其额定(典型)参数的某个范围内;同时,电源、电压也有一个波动范围。最坏的设计方法是考虑所有元件的公差,并取其最不利的数值核算电路每一个规定的特性。如果这一组参数值能保证电路正常工作,那么在公差范围内的其他所有元件值都能使电路可靠地工作。



在设计应用系统电路时,还要根据元器件的失效特征及其使用场所采取相应的措施,对容易产生短路的部件以串联方式复制,对容易产生开路的部分以并联方式复制。

(2) 元器件选择。在确定元器件参数之后,还要确定元器件的型号,这主要取决于电路所允许的公差范围。由于制造工艺所限,有些元器件参数的公差范围可能较大,如电容器电容量等。

另外,元件或器件的额定工作条件包括多个方面(如电流、电压、频率、机械参数以及环境温度等),设计时要考虑参数裕量,并在运行时尽量保证接近元器件的设计工作温度。

(3) 结构设计。结构可靠性设计是硬件可靠性设计的最后阶段。结构设计时,首先应注意元器件及部件的安装方式,其次是控制系统工作环境的条件(如通风、除湿、防尘等)。

(4) 噪声抑制。噪声对模拟电路的影响会直接影响系统精度,噪声对数字电路也会造成误动作。因此,在工程设计中必须采用噪声抑制和屏蔽措施。

对于模拟应用系统,可在电源端增加一些低通滤波电路来抑制由电源引入的干扰;对于数字系统,通常采用滤波器和接地系统;同时,在整体结构布局时应注意元器件的位置和信号线的走向。对于电磁干扰、电场干扰可采用电磁屏蔽、静电屏蔽来隔离噪声,也可采用接地、去耦电容等措施来减少噪声的影响。

(5) 冗余设计。硬件冗余设计可以在元件级、子系统级或系统级上进行,必然增加硬件和成本。因此,设计时应仔细权衡采用硬件冗余的利弊关系。在计算机控制系统中,主要采用控制单元冗余和控制系统冗余来提高系统硬件可靠性。

## 3.2 单元可靠性设计

控制与接口单元是指能独立完成某些测控功能的功能模块,其可靠性设计主要包括微处理器系统的冗余设计、输入输出通道干扰的抑制、电源系统干扰的抑制、控制单元运行状态的监视等。

### 3.2.1 I/O 通道干扰的抑制

模拟量输入通道常态干扰的频率通常高于被测信号的频率,因此可考虑采用滤波网络对模拟量输入信号进行滤波。可采用各种形式的金属屏蔽层做好信号传送线路的屏蔽工作,将信号线与外界电磁场有效地隔离开来;在系统既有模拟电路又有数字电路时,数字地与模拟地要分开,最后只在一点相连,以防相互干扰。I/O 通道一般应采用光电耦合器进行电气隔离,既可避免构成地环路,还可有效地抑制噪声。另外,在输入输出通道上应采用一定的过压保护电路。

### 3.2.2 电源系统干扰的抑制

同一电源网路上有较多大功率设备时,在控制单元与供电电源之间可加入三相隔离变压器,以防止电网干扰侵入控制系统。在整机的电源线入口处,可通过增加电源滤波器来防止其他电子设备与本系统之间产生相互干扰。在机内独立的印刷板上应安装小型电源滤波器,以防止板与板之间的相互干扰。

由于开关电源具有较强的抗工频电压波动和频率波动能力,同时能隔离从电源线进入的传导干扰,适当场合可选用开关电源。必要时,系统输入输出通道和其他设备可考虑采用独立的供电电源,实行电源分组供电。另外,逻辑电路板上的直流电源线和接地线要注意合理布线。

### 3.2.3 控制单元运行状态监视

可使用看门狗定时器(WDT)监视控制单元的运行状态。WDT的输出直接连到CPU的中断请求端或控制单元的复位端,WDT的每次“定时到”溢出脉冲信号均能引起CPU的中断或复位。WDT受CPU控制,可对其重新设置时间常数或刷新。

定时器重新开始计时,只要程序正常运行就不会产生定时中断或系统复位。一旦程序执行出错或发生程序乱飞、死机现象,看门狗定时器就会产生溢出脉冲信号,引起定时中断或复位,从而使控制单元重新启动或进入中断服务程序进行纠错处理。

### 3.2.4 控制单元的掉电保护

对付电网瞬间断电或电压突然下降的有效方法就是掉电保护,对计算机测控系统可外加不间断电源(UPS),对测控系统中的控制单元可增加掉电保护电路,并慎重设计。

掉电信号由硬件电路检测,加到控制单元CPU的外部中断输入端。软件中断将掉电中断规定为高级中断,使控制单元CPU能及时对掉电做出反应。在掉电中断子程序中,首先进行现场保护,保存当时重要的状态参数。当电源恢复正常时,CPU重新复位,恢复现场并继续未完成的工作。

### 3.2.5 控制单元冗余设计

目前常用的控制单元冗余设计包括热备份并联冗余和冷备份并联冗余,两者都是以增加成倍的硬件投资来换取系统硬件的可靠性。

(1) 热备份并联冗余是将若干功能相同的控制单元并联运行,同步执行相同的处理程序,当并联系统中至少有一个控制单元工作正常时,整个系统即维持正常工作。

为了提高控制单元的可靠性和经济性,常采用双机热备份并联方式。对受控系统而言,双机热备份并联方式只是其中一个控制单元完成测控任务,另一个控制单元处于并行工作的待命状态。但两个控制单元同步执行同样的程序,一旦自检系统发现主控单元有故障时,则待命状态的备控单元自动切换上去,代替主控单元使系统继续正常运行。在设计双机热备份系统时,要解决以下两个主要问题:

1) 双机同步。双机同步一般是以事件作为同步令牌,其中事件可由设计者定义。如系统的工作过程为:输入接口采集由传感器送来的数据,在CPU内将采集到的数据和设定值进行比较、处理,最后得到本次的控制量输出。那么,事件可划分为数据采集和数据处理两个事件。

当应用系统启动时,两机同时执行第一事件,即采集状态数据。当第一事件完成后,再将两结果进行比较,如果相同则继续第二事件;若有错误,则主控单元自动切换,用备控单元代替主控单元。只要主控单元工作正常,则备控单元一直处于待命状态。

当事件进行数据处理时,若超出精度范围,则认为其中一个数据可能有错误,这时可以让双机重新转到本事件的首地址再执行一遍。若仍有差错,则再转到故障检测程序。这种软件回卷方法可以消除某些偶然性因素的影响。

2) 故障检测。可以利用两机各自的自检程序分别进行自检,找出发生故障的控制单元。如果故障机是主控单元,则可进行自动切换,使程序继续执行下一个事件。为了能及时切换,可以根据任务的特点多设置一些事件,使得双机同步校验次数增多。

所谓切换是指通过输入输出接口相互交换双机状态,一旦某控制单元出错,另一控制单元就可及时知道。当备控单元发现主控单元有故障时,就可以发出控制信号,使主控单

元自动退出控制, 备控单元代替主控单元使系统继续正常运行。

(2) 冷备份并联冗余设计中, 备份的控制单元平时不加电工作, 只在发现主控单元出故障时才用其代替主控单元。冷备份的控制单元在硬件结构、软件实现上都与主控单元完全一样, 各种联机设备都安置到位, 处于接通电源即可投入正常工作的冷备份状态。

冷备份并联系统中的冷热切换可以用人工操作转换, 也可以自动切换。在设计成自动切换时, 主控单元必须设置各路(或关键几路)报警信号。若发现超限现象, 则及时输出切换信号去触发冷备份系统的电源触点, 使备份单元投入正常运行。

#### 4 控制系统的可靠性设计

计算机控制系统通常采用冗余设计的方法提高其可靠性。早期系统多用三模或多模冗余, 目前则多以双模冗余为主。对于基于网络的分布式结构, 网络与节点是构成整个系统的逻辑要素。因此, 可靠性保障可分两个方面考虑: 一是网络的可靠性问题, 二是节点的可靠性问题。

##### 4.1 可靠性保障的解决方法

可靠性保障的具体解决方法可概括为两大类:

(1) 第一类采用全局技术, 包括网络与节点, 比较有代表性的有 Cluster、CA Unicenter 和 BMC Patrol 等。

Cluster 技术应用较广, 基本特征是将整个系统作为一个整体来考虑, 无论对用户、程序员还是管理员, 都是单一系统、统一界面、全局资源、透明切换, 是一个并行或分布式的监控管理系统。它的主要特点是可用度大, 信任度高, 能最大限度地提高资源利用率, 但其核心部分是软件实现的, 故障时切换时间较长。

CA Unicenter 和 BMC Patrol 技术采用分布管理、集中监控的办法实现全局可靠性保障。通过建立各级监控站, 搜集网络、BC、数据库及应用层的相关信息, 汇集到总控台进行判断决策。

应用全局性技术能够获得较大的系统可用度, 透明性好, 性价比高, 但要应付紧急事件还需局部保障措施的支持。全局性监测投入高, 在故障切换上需要较长时间, 实时性不强。

(2) 第二类方法着眼于局部, 独立实施, 进而达到全局保障, 分别考虑网络和节点各自的可靠性实现方法, 基本思想是冗余备份。这类技术易于实现, 种类较多。局部性技术实现简单, 但资源利用不佳, 硬件投入较高, 通用性较差。纯软件实现技术的实时性不如硬件实现技术好。

##### 4.2 双工结构与工作流程

对称双机热备份模式一般由两台对称配置的控制机组组成, 两台控制机的型号、CPU、内存、磁盘、网卡以及软件等均相同。两机上装有相应的双工控制软硬件, 通过专用信号线缆及心跳检测线相互连接, 形成主、副机架构。通常两台设备同时接收测控设备提供的原始数据, 同时进行数据处理, 相互及时通信, 并由主机输出结果。

为能更好地控制双工状态, 两机间设有双工控制台。通过双工控制台, 可控制切换方式, 改变主、副机位置和监视各机状态。图 3.9-1 所示为系统中作为一个功能单元的双工热备份模式典型结构。在功能分布式系统中, 根据功能划分, 有多个这种工作单元一起工作。从简单的原则出发, 双

工控制的实施策略采用分散的各自独立的结构为佳。系统中各对功能处理机之间互为备份, 不同功能的处理机组之间没有控制、被控制和互为备份的关系。为方便控制、简化布局, 逻辑上独立的双工控制台的功能在物理上统一集中在系统控制台上实现。

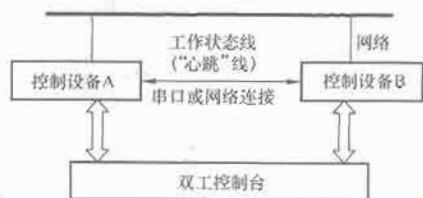


图 3.9-1 功能单元的双工热备份模式结构

双工系统的可靠性实施有两个阶段, 即双工控制和双工切换。双工控制的内容包括程序干预机器的方式和顺序, 人工干预机器的手段和双机通信; 双工切换的内容包括切换方式选择、切换时机选择、切换过程控制、故障排除后双工状态的恢复, 以及程序控制失灵时硬件的超时切换等。

工作过程描述如下:

If (主机)

{运行任务进程;

运行输出进程; //作为主机运行, 输出处理结果

运行监测进程; //主、副机传递信息, 相互监测

If (它机故障)

{报警; //副机故障

}

else

{运行任务进程; //作为副机运行

运行监测进程; //主、副机传递信息, 相互监测

If (它机故障)

{报警并切换为主机; //主机故障, 下线维修, 恢复后申请为副机运行

}

除设备冗余外, 在信息过滤、模型计算等任务级上也有相应的冗余手段。典型的任务冗余系统在任务级实现双工策略, 即对每个任务都调度主、备两个任务进程在系统中的双机上运行, 也可以通过调度实现任务的多个版本同时在多机上运行, 以此达到更好的容错效果。

为了既能获得好的容错效果, 又能节省冗余资源, 在任务调度上可采用时间预留或处理器预留的方法。时间预留的基本思想是为可能因故障而失效的任务在其时限之前预留足够的时间, 一旦任务失效, 该任务马上在空闲处理机上被重新调度运行, 并在时限前完成。处理器预留的资源可在不同任务间重叠分配, 当任务无故障完成时被及时释放。

##### 4.3 双工控制系统的设计与实现

###### 4.3.1 基本组成及功能

在功能分布式计算机测控系统中, 各功能单元均采用对称双机热备份模式确保可靠性。其独立结构如图 3.9-2 所示, 实现双工控制管理的主要部件包括双工控制卡和系统控制台。

双工控制卡配对使用, 分别插在构成双工的两台控制机的 PCI 插槽内, 把两个独立的计算机通过硬件和软件连接成一个双工热备份系统, 其主要功能包括:

- 1) 完成双机状态的监视和故障状态的检测。
- 2) 完成主、副机之间的自动或人工切换。

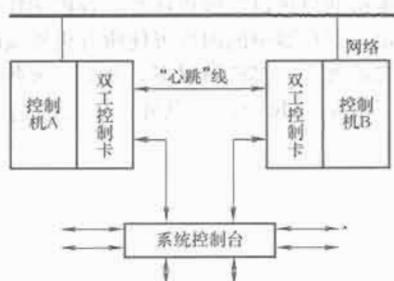


图 3.9-2 对称双机热备份模式系统结构

## 3) 完成双机之间的数据通信。

双工控制卡的核心是一组控制状态寄存器 (CSR)，它全面反映了两台设备各自的工作状态和它机的一些状态，包括工作方式、切换选择、切换原因、双机通信情况、错误类型和超时情况等。另一重要部件是超时计数器，用于故障判定。

系统控制台是实现多组双工或多机备份控制的人机界面，系统控制台上设有相应的控制操作开关及状态显示设备，其主要功能如下：

- 1) 设置双工初态。
- 2) 建立双工切换模式（手动和自动）。
- 3) 监视双工系统的运行状态。
- 4) 控制双机的运行。

## 4.3.2 故障定义与切换原则

双工控制卡上定义了两种故障：

1) 超时计数器超时错误。它可以自动检测系统软件死循环、停机、掉电等故障。计数器的超时阈值可编程控制，分别设有若干时间档次（如 0.5、1、3、5、10s 等），并可视应用情况加以调节。

2) 由软件检测到的系统致命错误包括系统硬件错误和程序错误。系统硬件的致命错误包括 CPU 出错、内存不可纠正错误、外设错误、接口部件错误等。这些由软件检测出的软硬件故障称为软错。

发生上述故障时，双工系统将实行自动或手动切换。切换包括两种类型：一种为故障切换，另一种为无错切换。所有切换应遵循以下两点原则。

- 1) 故障切换只能由主机让位给副机，副机不能剥夺主机的主控权。
- 2) 程序无错切换，应先由主机发出切换请求，主、副机进行切换过程的信息交互，副机无权请求切换。

## 4.3.3 双工系统的主要工作阶段

双工系统工作中有如下几个主要阶段：

- 1) 起始准备：通过系统控制台上的 A、B 机按键选择主、副机。
- 2) 各机初始化：各机初始化双工部件，并使能超时计数器。
- 3) 形成双工态：在双机无错，且一“主”一“副”和程序切换情况下形成双工态。
- 4) 退出双工态：只要任一机出错，或主、副机状态不唯一，都退出双工态。
- 5) 故障机维修：故障机脱离双工态后可断电维修，开机自我诊断。
- 6) 双工态再入：在维修机修理完毕后，重新加电，通过复位键发出中断，由程序置为副机状态。

## 4.3.4 控制状态寄存器设置

在总体考虑上，各控制机的控制状态寄存器 CSR 包括

三个 32 位字长的寄存器，分别为 CSR0、CSR1、CSR2。主要的切换控制信息都存储在 CSR0 中，CSR1 中存储的是双机通信信息以及由系统控制台输入的必要信息，CSR2 主要用于超时计数器。

CSR0 的 32 位状态位体现了双工控制和双工切换的全部必要信息，主要分为三个设置区。

- 1) 本机状况：本机超时、本机软错、本机请求切换。
- 2) 它机状况：它机超时、它机软错、它机请求切换及控制信息等。
- 3) 控制信息：主机、副机、人工和自动方式改变、修复、主/副状态改变、总清、超时计时使能和状态中断使能。

CSR1 的内容主要用于两项功能。一是双机通信管理，设置位包括它机填充、它机取空、允许中断、系统信息、用户信息、本机发送字数和它机发送字数；二是设置一些状态位，用于系统控制台向控制机注入数据的控制。必要情况下，通过系统控制台可向双工控制机输入控制信息和数据，作为人工干预机器的一种手段。

上述设置针对的是采用双工控制卡上的专用寄存器完成双机必要信息通信的情况。双机通信还可通过以太网完成，这种情况适用于双机间大量数据的交换，如中间结果传送、现场数据恢复等。

## 4.3.5 现场恢复

在故障机故障修复后，需进行现场恢复，然后进入双工态。对于一组双工计算机，一般正常工作时均处于双工态。当故障机退出后，变为单工状态（称为切出）。当故障机修复后，重新进入双工态（称为切入）。

对于实时系统，现场恢复应分阶段实施。首先进行预恢复，根据应用特点将数据分类，先将不具有实时性的数据（如常量、中间变量、结果等）在切入前预先恢复，然后在切入过程中集中快速恢复变化的实时数据，同时利用缓冲机制注意请求的保护和双机的同步处理。

## 4.4 功能分布式下的多机系统冗余设计

在多控制机情况下，采用多机系统冗余方案提供系统的可靠性保障将更能适应分布式系统的特点。当然，采用这种方式的基础是计算机单机可靠性的增强。

在每台单机的 MTBF 都在数万小时的情况下，单套系统的可靠性指标一般都符合任务对可靠性的要求。可靠性理论指出：冗余系统对可靠性的提高非常明显，系统中单台的可靠性越高，或系统中的机器台数越多，则可靠性的增长倍数越大。统计表明，冗余系统中的机器台数最好不要超过 5 台，超过后的可靠性增长效果将降低。

在一套多机冗余系统中，设工作机  $N$  台，备份机  $K$  台，简化情况下可分三种工作状态。

- (1)  $N < K$ ，表示一机工作，多机备份。
- (2)  $N = K$ ，表示“一备一”工作方式。
- (3)  $N > K$ ，表示多机工作，一机备份。

在单机可靠性较低的情况下，第一种状态较为常见，但在目前技术水平下用的是第二种状态。在多机系统尤其是分布式系统环境下，采用  $N > K$  的第三种方式则会获得最佳的应用效能比。

多机动态备份在实现上较双工系统复杂。原来负责各双工组控制的系统控制台变为多机控制台，由自治变为联控，完成每台机器联/脱机状态的控制与设置，显示各机的运行状态，同时完成各台机器主要状态和各自错误信息的统一转接。安装在各机内部的多机控制功能板负责监视多机系统中

各机的状态,检测各机故障,产生相应的中断,实现任务机和备份机之间的切换。

多机冗余的体现主要是控制状态寄存器(CSR)的变化。CSR中增加了其他各机的联/脱机状态、软件中断及联机/脱机状态变化中断,还包括任务分工位,用来指示多机

系统中各机承担的角色以及脱机状态。各机的任务和备份状态由软件指定,寄存器中的内容可使所有机器及时获知任何一台机器状态的改变。多机情况下,及时了解各机的状态非常重要,除了依靠CSR中的信息外,还可通过多机通信了解更多的信息。



## 参考文献

- [1] 徐安. 微计算机控制技术. 北京: 科学出版社, 2004.
- [2] 潘新民, 王燕芳. 微型计算机控制技术. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [3] 贾智平, 张瑞华. 嵌入式系统原理与接口技术. 北京: 清华大学出版社, 2005.
- [4] 李令奇, 段智敏. 机械系统实用计算机控制技术. 沈阳: 东北大学出版社, 2003.
- [5] 熊静琪. 计算机控制技术. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [6] 薛弘晔. 计算机控制技术. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.
- [7] 张国范. 计算机控制系统. 北京: 冶金工业出版社, 2004.
- [8] 许立样. 工业控制机及其网络控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [9] 欧阳文. ATME189 系列单片机的原理与开发实践. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [10] 耿德根, 宋建国, 马潮. AVR 高速嵌入式单片机原理与应用. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001.
- [11] 乔瑞萍, 崔涛, 张芳娟. TMS32054x DSP 原理及应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2005.
- [12] 邹彦. DSP 原理及应用. 北京: 电子工业出版社, 2005.
- [13] 张培仁, 孙铁, 蒋海峰. 嵌入式微处理器原理、系统设计与应用. 北京: 清华大学出版社, 2007.
- [14] 杜春雷. ARM 体系结构与编程. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [15] 聂丽文, 柴实生. 微型计算机接口技术. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [16] 洪志全. 现代计算机接口技术. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [17] 尹勇, 李宇. PCI 总线设备开发宝典. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2005.
- [18] 王先培. 测控系统通信与网络教程. 武汉: 武汉大学出版社, 2004.
- [19] 徐善荣. 计算机接口技术. 武汉: 武汉理工大学出版社, 2004.
- [20] 于英民, 于佳. 计算机接口技术. 北京: 电子工业出版社, 2004.
- [21] 王岚. 机电接口技术. 北京: 中央广播电视大学出版社, 2003.
- [22] 李芷, 杨文显. 微机接口技术及其应用. 北京: 电子工业出版社, 2002.
- [23] 赵景林. 微机接口技术. 北京: 高等教育出版社, 2001.
- [24] C M Krishna, Kang G Shin. 实时系统. 戴琼海, 译. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [25] Bruce Powel Douglass. 嵌入式与实时系统开发——使用 UML、对象技术、框架与模式. 柳翔, 译. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [26] Alan Burns, Andy Wellings. 实时系统与编程语言. 王振宇, 陈利, 译. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [27] 陈曾汉, 等. 工业 PC 及测控系统. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [28] 王平, 肖琼, 陈敏娜. 计算机控制系统. 北京: 高等教育出版社, 2004.
- [29] 贾清水. 生产过程计算机控制. 北京: 化学工业出版社, 2001.
- [30] 吴秋峰. 自动化系统计算机网络. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [31] 李正军. 现场总线及其应用技术. 3 版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [32] 林敏. 计算机控制技术及工程应用. 北京: 国防工业出版社, 2005.
- [33] 刘翠玲, 黄建兵. 集散控制系统. 北京: 北京大学出版社, 2006.
- [34] 施仁, 刘文江, 郑辑光. 自动化仪表与过程控制. 3 版. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [35] 陈在平, 岳有军. 工业控制网络与现场总线技术. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [36] 牛玉广. 计算机控制系统及其在火电厂中的应用. 北京: 中国电力出版社, 2003.
- [37] 陈才, 胡晓东, 张襄川. 分布式电梯远程监控系统的设计. 自动化与仪器仪表, 2003, (4): 10-12.
- [38] SKEJE T, JOHANNESSEN S, BRUUNER C. Ethernet in Substation Automation. IEEE Control Systems Magazine, 2002, 22 (3): 43-51.
- [39] 耿海霞, 陈启军. 基于 Web 的移动机器人控制系统研究及 Java 实现. 上海: 同济大学出版社, 2002.
- [40] 屈喜龙, 朱杰. ASP+SQL Server 开发动态网站实例荟萃. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [41] 秦刚, 李俊. 基于 SNMP 的网络设备监视系统的设计与实现. 计算机工程与应用, 2003, 37(13): 197-199.
- [42] 刘富强. 数字视频监控系统开发及应用. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [43] 林国荣, 张友德. 电磁干扰及控制. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- [44] 刘光斌. 单片机系统应用抗干扰技术. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [45] John D Musa. 软件可靠性工程. 韩柯, 译. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [46] 黄锡滋. 软件可靠性、安全性与质量保证. 北京: 电子工业出版社, 2002.



## 第4篇 电气传动控制系统

主编单位：清华大学

北京冶金自动化研究设计院

上海大学

上海海事大学

北京科技大学

主 编：李永东、汤天浩、阮 毅、杨 耕、解 仑、肖 曦

主 审：陈伯时（上海大学）

李崇坚（北京冶金自动化研究设计院）

陈敏逊（上海交通大学）

马小亮（天津电气传动设计研究所）

编写人员：汤天浩（上海海事大学）

谢 卫（上海海事大学）

阮 毅（上海大学）

杨 耕（清华大学）

李永东（清华大学）

陈伯时（上海大学）

解 仑（北京科技大学）

李崇坚（北京冶金自动化研究设计院）

肖 曦（清华大学）

# 卷十 雜著

（道學類）

（一）論學

（二）論道

（三）論理

（四）論學

（五）論學

（六）論學

（七）論學

（八）論學

（九）論學

（十）論學

（十一）論學

（十二）論學

（十三）論學

（十四）論學

（十五）論學

（十六）論學

（十七）論學

（十八）論學



# 第1章 电气传动基础

## 1 电气传动系统的结构与组成

电气传动系统的含义是：用电动机作为原动机，带动机械负载按照生产工艺要求运动，将电功率转换成机械功率的装置与系统。

### 1.1 电气传动系统的基本结构

电气传动系统的基本结构如图 4.1-1 所示。控制装置首先给出电动机某物理量（一般是转速）的设定值，与检测装置测出的实际运行的反馈值进行比较，其间的差值作为调节量，以控制电源装置的输出。电源装置一方面按照控制装置的指令将电网中的电能传输给电动机，控制电动机的电磁转矩；另一方面按照要求把恒压恒频的电网供电转换成电动机所需的直流电源或交流电源。最后由电动机按照控制要求通过传动机构带动机械负载运动。



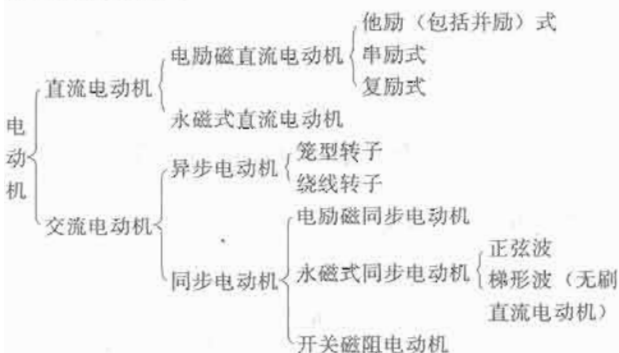
图 4.1-1 电气传动系统基本结构

### 1.2 电气传动系统的组成与分类

电气传动系统主要由驱动装置、电源装置、控制装置、检测装置和负载装置组成，下面分别予以介绍。

#### 1.2.1 驱动装置——电动机

电气传动系统的驱动装置是电动机，它是系统的核心部件，也是系统分类的基本依据。按照电动机结构及工作原理的不同分类如下：



#### 1.2.2 电源装置

电气传动系统的电源装置可分为母线供电装置、机组变流装置和电力电子变流装置三大类。

(1) 母线供电装置须与电器控制系统配合使用，可分为：

- 1) 直流母线。
- 2) 交流母线。

(2) 机组变流装置在 20 世纪 70 年代以前曾广泛使用，可分为：

- 1) 直流发电机组。
- 2) 交流变频机组。
- (3) 电力电子变流装置，按照所使用的器件可分为：

1) 汞弧整流器，造价较高，维护困难，20 世纪 70 年代以后被淘汰。

2) 晶闸管变流器，晶闸管俗称可控硅，20 世纪 60 年代已生产出成套的晶闸管整流装置，逐步取代机组变流装置，使变流技术产生了根本性的变革。

3) 新型自关断器件组成的变流器，包括门极关断 (GTO) 晶闸管、双极型晶体管 (BPT 或 BJT)、电力 MOSFET、静电感应晶体管 (SIT)、绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)、集成门极换向晶闸管 (IGCT) 和功率集成电路 (PIC) 等。

#### 1.2.3 控制装置

电气传动系统的控制装置有两种分类方法：

(1) 按照所用器件来分。

1) 电器控制，又称继电器-接触器控制，与母线供电装置配合使用。

2) 电动机扩大机和磁放大器控制，与机组变流装置配合使用，在 20 世纪五六十年代盛行，随着电子技术的发展，已逐步被淘汰。

3) 电子控制装置，随着电子技术、计算机技术和自动控制理论的发展，正成为电气传动系统控制装置的主流技术。

(2) 按照工作原理来分。

1) 逻辑控制，通过主令电器或可编程序控制器控制电动机的起动、制动、正反转运行和有级变速。

2) 连续速度控制，与电力电子变流装置配合使用，除了可控制电动机的起、制动外，还能连续改变电动机的转速。对于直流传动系统，一般采用转速、电流反馈控制；对于交流传动系统，常用的控制方式有电压与频率按比例控制、转差频率控制、矢量控制和直接转矩控制等。

#### 1.2.4 检测装置

电气传动系统的检测装置主要包括电压、电流、转矩、转速、转子位置和温度的检测。

(1) 电压和电流的检测，可以通过互感器或检测电阻来完成。

(2) 转矩的检测，一般采用测功机或转矩仪来完成。

(3) 转速的检测，可以采用测速发电机、测速用传感器或者数字测速的方法。

(4) 转子位置的检测，采用位置传感器的较多，常见的有电磁式、光电式和霍尔元件。

(5) 温度的检测，一般采用电阻法或通过埋置温度检测计来实现。

#### 1.2.5 负载装置

电气传动系统的负载装置包括传动机构和机械负载两部分。传动机构由传动轴、齿轮或带轮等组成，主要实现电动机与机械负载之间的功率传递、运动转换和转速匹配。例如，刨床、推拉门和起重机等应用场合需要通过传动机构把

旋转运动变成直线运动。机械负载多种多样,依据负载转矩和转速之间的关系有恒转矩负载、恒功率负载、风机和泵类负载等类型。

### 1.3 电气传动系统的基本问题

#### 1.3.1 系统的分析与设计

(1) 系统模型。大多数电气传动系统都是采用反馈控制,只有少数简单的、对控制要求不高的场合可不用反馈控制,其中的驱动装置、电源装置和控制装置都是系统所必需的。这些装置多种多样,其不同组合可以构成模型各异、性能不同的电气传动系统。

(2) 系统分析。在深入分析电气传动系统时都会遇到一些问题,这些问题的解决通常都与高阶非线性微分方程有关,用解析法来求解是非常困难的,而且在许多情况下也是不可能的。此时,可以考虑采用以下所述两种分析方法:

1) 状态变量法:将高阶微分方程转换为一阶微分方程组,也就是状态方程的形式,借助于计算机,采用数值法进行求解。

2) 传递函数法:用拉氏变换将系统中各装置或部件的微分方程转变为代数方程,建立相应的传递函数,再进行综合处理。

(3) 系统设计。电气传动系统工程设计的基本要求是根据实际需要确定系统类型及结构,分析各环节的传递函数,设计出与系统控制相适应的调节器,使系统的稳态和动态性能指标达到用户要求。具体步骤可分为:

1) 先选择调节器的结构,以确保系统稳定,同时满足所需的稳态精度。

2) 再选择调节器的参数,以满足动态性能指标的要求。

随着计算机技术的迅速发展,各类通用仿真软件大量涌现,其中不乏适用于电气传动系统的仿真软件。运用仿真软件可以模拟各种复杂系统的模型结构,分析系统的各种运行状态,从而大大缩短真实系统的设计时间和研制经费。因此,计算机仿真技术已成为电气传动系统不可或缺的重要研究手段。

#### 1.3.2 系统的应用

(1) 起动。所谓起动,是指电动机接通电源后,由静止状态加速到某一稳定转速的过程。一般希望起动过程快,以减少生产辅助时间,所以要求电动机具有较大的起动转矩,同时使绕组电流不要太大,以免因过热而损坏绕组。另外,大电流所产生的过大转矩,将会损坏系统的传动机构,这也是不允许的。通常情况下,不允许电动机直接合闸起动,这样就需要增加一些起动设备或采取某些措施来控制电动机的起动过程。一般电动机顺利起动的条件是:

1) 有足够大的起动转矩,即  $M_{st} \geq (1.1 \sim 1.2)M_N$ 。

2) 起动电流限制在一定范围之内,即  $I_{st} \leq \lambda I_N$  ( $\lambda$  为电动机的过载倍数)。

3) 起动设备简单、可靠。

(2) 制动。所谓制动,是指让电动机电磁转矩  $T_e$  的作用方向与转速  $n$  的方向相反,使电气传动系统减速或停车,此时  $T_e$  为制动性的阻转矩,电动机吸收机械功率并转化为电功率,消耗在电阻上或回馈给电网。对于位能性负载,用制动的方法还可获得稳定的下放速度。一般制动的方法有三种。

1) 自由停车,即切断电源,靠系统的摩擦阻转矩使之停车,一般停车的时间较长。

2) 电磁制动,使用电磁制动器,通过机械闸瓦制动电动机,使系统快速停车。

3) 电气制动,由电动机本身提供一个制动性质的阻转矩,以降低转速。电气制动又可分为能耗制动、反接制动和回馈制动三种,详见本章第4.2.3节。

(3) 调速。所谓调速,是指根据负载的需要,人为地改变电动机的转速。以转速为被控量的电气传动系统称为调速系统。为了提高生产率和满足生产工艺的要求,生产机械往往需要在不同速度下运行。例如,车床切削工件时,精加工用高速,粗加工用低速;轧钢机在轧制不同钢材时,需用不同的轧制速度。这些事例说明,很多生产机械的工作速度是需要根据工艺要求而调节的。应该注意,这里所说的调速和由于负载变化而引起速度的自动改变是截然不同的两种概念。前者是控制者主动地改变电动机转速;后者是被动的速度变化。一般的调速方法可分为:

1) 机械调速,通过改变传动机构的速比进行调速。

2) 电气调速,通过改变电动机运行条件或参数进行调速。

(4) 伺服。以线位移或角位移为被控量的电气传动系统称为伺服系统。这种系统主要解决被控对象的位置控制问题,即实现执行机构对位置指令的准确跟踪,使系统的被控量(输出量)迅速准确地跟踪给定量(输入量)的变化,并能复现给定量,因此也称为位置随动系统。当然,这里所说的位置随动系统还是狭义的随动系统,从广义上说,系统的被控量不一定是线位移或角位移,也可以是其他的物理量,只要系统的被控量能以一定的精度复现其给定量,便可称为伺服系统或随动系统。例如,转速、电流双闭环直流调速系统中的电流环就可称得上是一个电流随动环节。

在生产实践中,位置控制的应用领域非常广泛,例如,数控机床的定位控制、远洋船舵的自动操纵、火炮方位的自动跟踪、宇航设备的自动驾驶和机器人的动作控制等等。随着机电一体化技术的发展,位置随动系统已成为现代工业、国防和高科技领域中不可缺少的设备,是电气传动系统的一个重要分支。

(5) 节能。能源和环境是目前全球经济发展中备受关注的两大问题。电气传动系统是能源的消耗大户,据报道,我国发电总量的60%以上是通过电动机消耗的,其中一半以上又用于各种风机和泵类,如果用调速传动代替原来用挡板或阀门对流量和压力的调节,平均可节电30%~40%,估计全年可节电数百亿千瓦时,因此风机、泵类的节能问题越来越受到重视。此外,调速传动还可以改善锅炉的燃烧,节约大量燃料,还可以大大改善环境。

## 2 电动机与负载的机械特性和运行状态

### 2.1 直流电动机的机械特性

电动机的机械特性是指其电磁转矩  $M_e$  与转速  $n$  之间的关系曲线,即  $n = f(M_e)$ 。直流电动机按照励磁方式可以分为他励(并励)、串励和复励三种,它们的机械特性各有不同。

#### 2.1.1 他励直流电动机的机械特性

他励直流电动机的接线图如图4.1-2所示,其机械特性的表达式为

$$n = (U - R_a I_a) / K_e \Phi \\ = U / K_e \Phi - R_a M_e / (K_e K_M \Phi^2) = n_0 - \beta M_e \quad (4.1-1)$$

式中:  $U$  为电枢电压;  $I_a$  为电枢电流;  $R_a$  为电枢电阻;  $\Phi$  为励磁磁通;  $n_0 = U / K_e \Phi$  为直流电动机的理想空载转速;  $\beta = R_a / (K_e K_M \Phi^2)$  为机械特性的斜率。

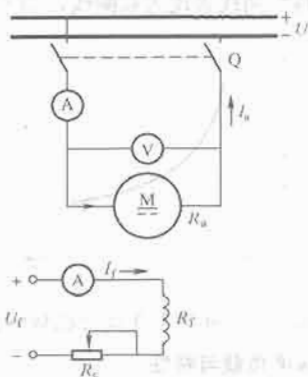


图 4.1-2 他励直流电动机接线图

相应的机械特性曲线如图 4.1-3 所示，其主要特点为：

- 1) 转速随转矩的增大而减小，机械特性呈下斜趋势，斜率  $\beta$  一般较小，机械特性较硬。
- 2) 电动机理想空载时， $M_e = 0$ ， $n = n_0$ ，此时电枢电流  $I_a = 0$ ，感应电动势  $E = U$ 。
- 3) 电动机起动时， $n = 0$ ， $E = K_e \Phi n = 0$ ，此时电枢电流为起动电流， $I_a = I_{st} = U/R_a$ ，电磁转矩为起动转矩， $M_e = M_{st} = K_M \Phi I_{st}$ 。

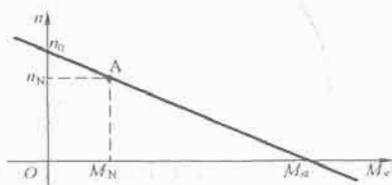


图 4.1-3 他励直流电动机机械特性

### 2.1.2 串励直流电动机的机械特性

串励直流电动机的接线图如图 4.1-4 (a) 所示，其连接特点是励磁电流等于电枢电流，也等于电路总电流，即  $I_f = I_a = I$ 。

若电动机负载较小，磁路处于未饱和状态，每极磁通应与电路电流成正比，即

$$\Phi = K_f I_f = K_f I_a = K_f I \quad (4.1-2)$$

式中： $K_f$  为励磁比例系数。

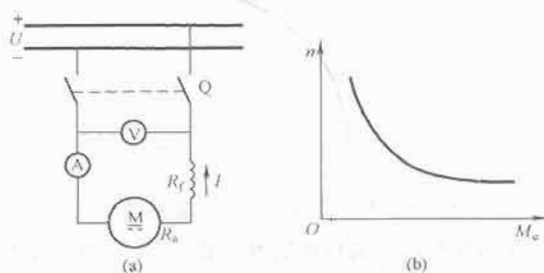


图 4.1-4 串励直流电动机的接线图与机械特性

(a) 接线图；(b) 机械特性

当串励直流电动机带负载运行时，电枢电流是变化的，这将引起磁通  $\Phi$  的变化，此时机械特性的表达式为

$$n = [U - I(R_a + R_f)] / (K_e \Phi) = U / (K_e I) - R_s / K_e \quad (4.1-3)$$

式中： $K_e = K_e K_f$  为串励电动势系数； $R_s = R_a + R_f$  为电枢和串励电路总电阻。

而电磁转矩与电路电流的二次方成正比，即

$$M_e = K_M \Phi I_a = K_{M_s} I^2 \quad (4.1-4)$$

式中： $K_{M_s} = K_M K_f$  为串励转矩系数。

机械特性的表达式为

$$n = \frac{\sqrt{K_{M_s}}}{K_e} \frac{U}{\sqrt{M_e}} - \frac{R_s}{K_e} \quad (4.1-5)$$

相应的机械特性曲线如图 4.1-4 (b) 所示，由于转速与转矩的平方根成反比，机械特性较软。当转矩增大时，转速迅速减小。如果转矩减小，转速将增大，在理想空载状态下，理论上当  $M_e = 0$  时， $n \rightarrow \infty$ 。实际运行时，如果电枢电流趋于零，电动机尚存剩磁，因此理想空载转速不会是无穷大，但转速还是很高的，一般不允许串励电动机空载运行。此外，串励直流电动机还具有起动转矩大，过载能力强的特点。

### 2.1.3 复励直流电动机的机械特性

复励直流电动机的接线图如图 4.1-5 (a) 所示，其机械特性介于他励（并励）和串励电动机之间。若以并励励磁为主，则特性曲线接近于他励电动机；若以串励励磁为主，则特性曲线接近于串励电动机。相应的机械特性曲线如图 4.1-5 (b) 所示，可见，复励电动机具有起动转矩大，过载能力强的优点，同时空载转速不是很高。

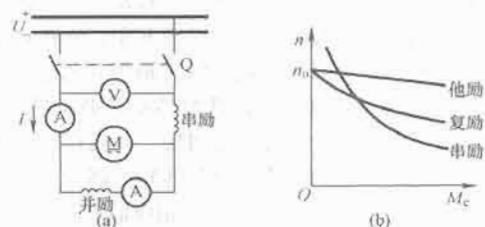


图 4.1-5 复励直流电动机的接线图与机械特性

(a) 接线图；(b) 机械特性

## 2.2 交流电动机的机械特性

### 2.2.1 异步电动机的机械特性

异步电动机的机械特性是指在定子供电电压  $U_s$ 、频率  $f_1$  和电动机参数为常值的条件下，电磁转矩  $M_e$  与转速  $n$  [或转差率  $s = (n_1 - n)/n_1$ ] 之间的函数关系，即

$$M_e = \frac{3n_p U_s^2 R'_r / s}{2\pi f_1 [(R_s + R'_r/s)^2 + (X_s + X'_r)^2]} \quad (4.1-6)$$

可见，异步电动机电磁转矩  $M_e$  的大小与电源电压  $U_s$  的二次方成正比，相应的机械特性曲线如图 4.1-6 所示。A 点是理想空载运行点， $n = n_1$ （即同步转速  $n_1 = 60 f_1 / n_p$ ， $n_p$  为极对数）， $M_e = 0$ ；B 点是额定运行点，电磁转矩与转速均为额定值， $M_e = M_N$ ， $n = n_N$ ， $s = s_N$ ；C 点是电磁转矩最大点， $M_e = M_{em}$ ， $s = s_m$ ；D 点是起动点， $n = 0$ ， $M_e = M_{st}$ 。

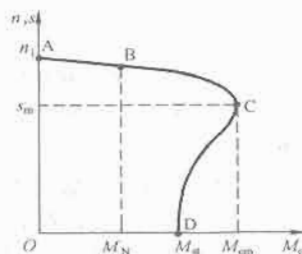


图 4.1-6 异步电动机的机械特性

异步电动机的机械特性可视为两部分，当负载转矩  $M_L \leq M_N$ ， $s \geq s_N$  时，机械特性近似为直线，是异步电动机正常运行的区域；当  $s \geq s_m$  时，机械特性为曲线，是起动段。

### 2.2.2 同步电动机的机械特性

同步电动机在稳态运行时, 转速  $n$  恒等于同步转速  $n_1$ , 与负载大小无关, 所以同步电动机的机械特性是一条  $n = n_1$  的直线, 较为简单, 如图 4.1-7 所示。

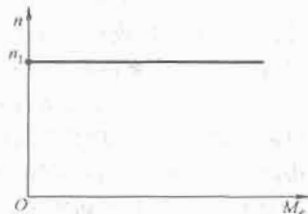


图 4.1-7 同步电动机的机械特性

## 2.3 生产机械的负载类型及机械特性

在电气传动系统中, 生产机械的负载类型包括恒转矩负载、恒功率负载、风机和泵类负载三种。负载转矩  $M_L$  与转速  $n$  之间的关系  $M_L = f(n)$  称为负载的机械特性。

### 2.3.1 恒转矩负载与特性

所谓恒转矩负载, 是指负载转矩  $M_L$  的大小与转速  $n$  无关, 当转速  $n$  变化时, 负载转矩  $M_L$  保持不变。恒转矩负载又可分为反抗性恒转矩负载和位能性恒转矩负载两种:

(1) 反抗性恒转矩负载。反抗性恒转矩负载的特点是, 恒值转矩  $M_L$  总是与负载运动的方向相反。一般规定, 当正转时,  $n$  为正, 负载转矩  $M_L$  虽然为阻转矩, 仍取正号, 即为  $+M_L$ ; 反转时,  $n$  为负, 负载转矩  $M_L$  相应取负号为  $-M_L$ , 如图 4.1-8 (a) 所示。显然, 反抗性恒转矩负载的机械特性应画在第一与第三象限内, 属于这类特性负载的有金属的压延、机床的平移机构等。

(2) 位能性恒转矩负载。位能性恒转矩负载由传动系统中某些具有位能的部件 (如起重机所吊的重物) 造成, 其特点是负载转矩  $M_L$  具有固定的方向, 不随转速方向的改变而改变。如图 4.1-8 (b) 所示, 不论重物是提升 ( $n$  为正) 还是下放 ( $n$  为负), 转矩  $M_L$  始终是一个方向,  $M_L$  的机械特性应画在第一与第四象限内。对于起重机类型的传动系统, 提升重物时, 转矩  $M_L$  反对提升; 下放重物时,  $M_L$  却帮助下放, 这是位能性负载的特点。

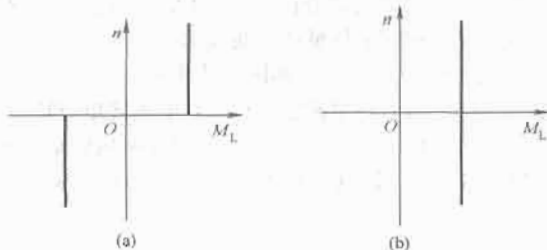


图 4.1-8 恒转矩负载的机械特性  
(a) 反抗性负载; (b) 位能性负载

### 2.3.2 恒功率负载与特性

有些生产机械, 例如, 车床在粗加工时, 切削量大, 切削阻力大, 此时机床主轴以低速运行; 在精加工时, 切削量小, 切削阻力小, 机床主轴应以高速运行。因此, 在不同转速下, 负载转矩基本上与转速成反比, 即

$$M_L = K/n \quad (4.1-7)$$

负载功率  $P_L = M_L \omega$ , 而角速度  $\omega$  与转速  $n$  成正比, 在不同转速下, 电气传动系统的功率基本保持不变, 负载转矩

$M_L$  与转速  $n$  的特性曲线表现为双曲线, 如图 4.1-9 所示。

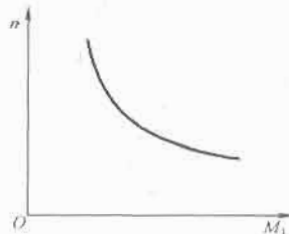


图 4.1-9 恒功率负载的机械特性

### 2.3.3 风机和泵类负载与特性

风机和泵类负载的转矩  $M_L$  基本上与转速  $n$  的二次方成正比, 即

$$M_L = Kn^2 \quad (4.1-8)$$

式中:  $K$  为比例常数。

风机和泵类负载的机械特性如图 4.1-10 所示。属于风机和泵类负载的生产机械有通风机、水泵、油泵等。

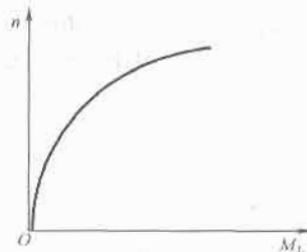


图 4.1-10 风机和泵类负载的机械特性

### 2.3.4 实际生产机械的负载特性

实际生产机械的负载特性可能是以上几种典型特性的综合。例如, 实际通风机除了主要呈现风机和泵类负载的特性外, 由于其轴承上还有一定的摩擦转矩  $T_f$ , 因而实际通风机的负载特性应为

$$M_L = M_f + Kn^2 \quad (4.1-9)$$

其机械特性曲线如图 4.1-11 所示。

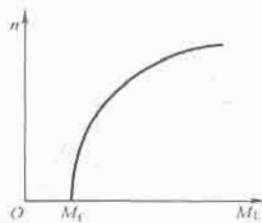


图 4.1-11 实际的通风机负载特性

实际起重机负载的机械特性如图 4.1-12 中实线所示, 其中除了位能性负载特性外, 还应考虑起重机传动机构等部件的摩擦转矩。

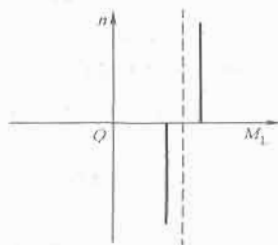


图 4.1-12 实际的起重机负载特性



## 2.4 电动机与负载特性的匹配

不同的电动机具有不同性质的机械特性,而不同负载的机械特性也具有不同的性质。在实际应用中,要求电动机与负载特性相匹配,即要求在系统运行范围内,电动机的转速、转矩和功率等能够适应负载变化的需求,并保证系统的稳定运行。电动机与负载机械特性的合理匹配对于电动机容量的充分利用和系统的稳定运行具有重要意义。

### 2.4.1 电动机的容许输出与充分利用

电动机的容许输出,是指电动机在某一转速下长期可靠工作时所能输出的最大功率和转矩。容许输出的大小主要取决于电动机的发热,而发热又主要决定于绕组电流。因此,在一定转速下,对应额定电流下的输出功率和转矩便是电动机的容许输出功率和转矩。

要使电动机得到充分利用,应在不同转速下让电动机的实际输出转矩都达到容许值,即电动机的绕组电流都达到额定值。如果电动机长期在大于额定电流下工作的,其实际输出将超过它的容许值,这时电动机会因过热而损坏;如果长期在小于额定电流下工作,电动机便会因得不到充分利用而造成浪费。因此,最充分地应用电动机,就是让它长期在  $I_a = I_N$  的情况下工作。

实际上,电枢电流  $I_a$  的大小取决于负载。正确地使用电动机,应使它既满足负载的要求,又得到充分利用。对于恒速运行的电动机,非常容易做到这一点。但是,当电动机调速时,在不同的转速下,电动机电枢电流能否都保持额定值?即电动机能否在不同的转速下都得到充分利用?这是设计电气传动系统和选择电动机需要解决的问题。

### 2.4.2 电动机调速方式与输出特性

电动机有不同的调速方法,对于他励直流电动机的调速,按照始终处于额定电流下工作的要求,可以分为两类:

(1) 恒转矩调速——在额定转速以下变电压调速,在调速过程中保持额定电流不变时,电磁转矩  $M_e$  也不变。

(2) 恒功率调速——在额定转速以上弱磁调速,在调速过程中保持额定电流不变时,转速升高时转矩下降,电磁功率  $P_{em}$  不变。

他励直流电动机调速时的容许输出转矩和功率如图 4.1-13 所示。

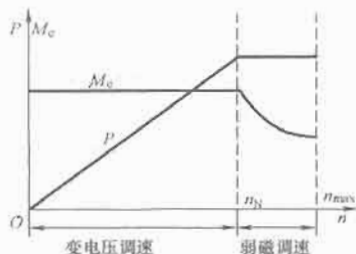


图 4.1-13 他励直流电动机调速时的容许输出转矩和功率

### 2.4.3 调速方式与负载类型的配合

为了使电动机得到充分利用,恒转矩负载应采用恒转矩调速方式,恒功率负载应采用恒功率调速方式,这样才能使调速方式与负载类型相匹配,电动机可以被充分利用。对于泵类负载,既非恒转矩类型,也非恒功率类型,无论采用恒转矩调速方式还是采用恒功率调速方式都不能做到调速方式与负载性质匹配。

## 2.5 电动机的各种运行状态

电动机的运行状态取决于其电磁转矩方向与转子转动方向之间的关系。当电磁转矩的方向与转子转动方向一致时,电动机处于电动运行状态,由电网输入电功率,通过转轴输出机械功率;当电磁转矩的方向与转子转动方向相反时,电磁转矩起着制止转子转动的作用,电动机处于制动运行状态,由转轴吸收机械功率,并转换成电功率。电动机的制动方法主要有能耗制动、反接制动和回馈制动三种。由于直流电动机的机械特性是斜线,交流异步电动机无论是笼型转子或线绕转子,其正常运行范围的机械特性也近似为一条斜线,因此,可以统一用直线来表示电动机在各种运行状态的特性曲线,说明电动机的各种运行状态。

### 2.5.1 电动机的四象限运行

如图 4.1-14 所示,一般电动机共有四种运行方式,可以是电动状态,也可以是制动状态,这些运行状态取决于电动机转速  $n$  与电磁转矩  $M_e$  之间的方向,并分别处于机械特性的不同象限内。

第一象限:  $n > 0, M_e > 0$ , 正向电动状态,功率从电动机传向机械负载。

第二象限:  $n > 0, M_e < 0$ , 正向制动状态,功率从机械负载返回电动机。

第三象限:  $n < 0, M_e < 0$ , 反向电动状态,功率从电动机传向机械负载。

第四象限:  $n < 0, M_e > 0$ , 反向制动状态,功率从机械负载返回电动机。

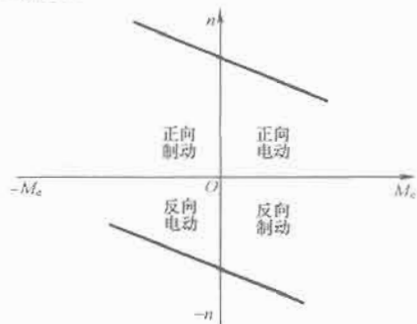


图 4.1-14 电动机的四象限运行

### 2.5.2 电动运行

电动状态是电动机运行时的基本工作状态。此时电磁转矩  $M_e$  与转速  $n$  的方向相同,电动机从电源吸收电功率,向负载传递机械功率,其机械特性如图 4.1-15 所示。

电动机处于正向电动状态运行时,机械特性在第一象限;在反向电动状态运行时,机械特性在第三象限。要改变电动机的运行方向,只要改变电磁转矩的方向即可。对于直流电动机,可以改变电枢电压的极性,或改变磁通  $\Phi$  的方向便可使电磁转矩反向;对于交流电动机,可以通过改变交

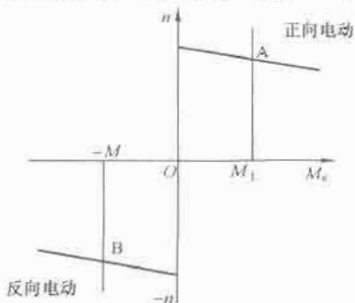


图 4.1-15 电动机的电动运行状态

流电源的相序使电磁转矩反向。

### 2.5.3 能耗制动

直流电动机能耗制动时,将电枢绕组从电源断开与外接能耗电阻形成闭合回路;对于交流电动机,须切断交流电源后将直流电通入相应的定子绕组,这个直流电流将在电动机气隙中形成一个恒定的、不旋转的空间磁场,从而实现能耗制动。图 4.1-16 是电动机能耗制动时的机械特性曲线。

能耗制动的机械特性与电动机所带负载的特性有关,对于反抗性负载,在第二象限没有稳定运行点,只能是能耗制动过程,制动结束时电动机停止运行(在 O 点);对于位能性负载,在第四象限有稳定运行点,成为能耗制动运行状态,因制动电阻的不同,可运行在 C、D 或 E 点。所以能耗制动可用于反抗性负载的准确停机,也可用于位能性负载的匀速下放。

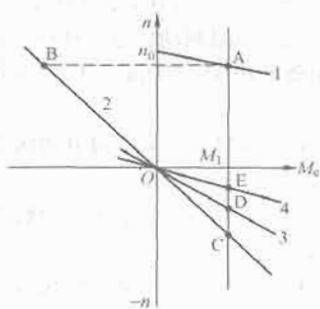


图 4.1-16 电动机能耗制动时的机械特性曲线

### 2.5.4 反接制动

为了使生产机械快速停车或反向运行,可采用反接制动。有两种反接制动方式:电源反接(用于反抗性负载)和转速反向(用于位能性负载)。

#### 2.5.4.1 电源反接制动

对于反抗性负载,可采用电源反接实现反接制动:对于直流电动机,应使电枢电源反接;对于三相交流电动机,应改变交流电源相序。电源反接使电磁转矩反向,变为阻转矩使电动机转速迅速下降。电源反接制动的过渡过程与电动机所带负载的性质有关。

(1) 反抗性恒转矩负载。直流电动机带反抗性负载进行电枢反接制动的机械特性如图 4.1-17 所示,电动机原在 A 点稳定工作,将电源反接,同时串入大电阻,使运行点从 A→B,进入 BC 段的反接制动过程,到 C 点时  $n=0$ ,此时如果不切除电源,电动机将反向起动,直到 D 点才稳定运行。

(2) 位能性恒转矩负载。电动机原在 A 点提升重物,若将电源反接,同时串入大电阻,使运行点从 A→B,进入 BC 段的反接制动过程,到 C 点,停止提升重物;此时如不切除电源,电动机将反向起动,开始放下重物,直到 E 点才稳定运行。

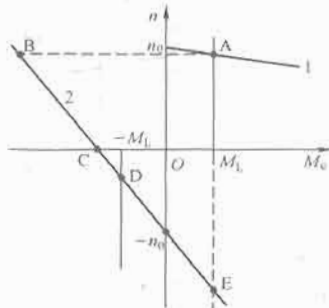


图 4.1-17 反接制动机械特性曲线

#### 2.5.4.2 转速反接制动

电动机带位能性负载,例如起重机下放重物,若在直流电动机电枢回路串入足够大的电阻,或在绕线转子异步电动机转子回路中串入大电阻,致使电磁转矩小于负载转矩,这样电动机将被制动减速,并被负载反拖进入第四象限运行,如图 4.1-18 所示,这一制动方式被称为转速反接制动,或称为倒拉反接制动。

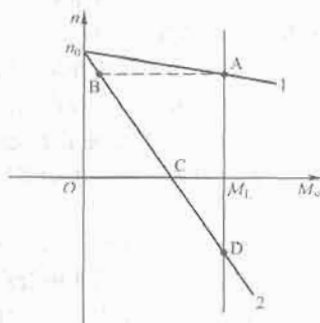


图 4.1-18 转速反接制动机械特性曲线

在图 4.1-18 中,特性曲线 1 是正向电动运行的机械特性,带位能性负载时,工作在 A 点;在串入大电阻瞬间,电动机转速因转子惯性的作用而不能突变,但机械特性曲线从 1 变到 2,工作在 B 点,电磁转矩  $M_e$  大为减小,使  $M_e < M_L$ ,电动机减速。当转速降到零时,电磁转矩  $M_e$  如仍小于负载转矩  $M_L$ ,则在负载转矩  $M_L$  的作用下,电动机将被倒拉反转,直至电磁转矩  $T_e$  重新等于负载转矩  $M_L$  时为止,电动机将稳定运行于 D 点(在第四象限内)。此时电磁转矩  $M_e$  的方向不变,而转子的转向却变反了,电磁转矩起制动作用。这种制动属于一种稳定的制动状态,适用于位能性负载的低速下放。

#### 2.5.5 回馈制动

电动状态下运行的电动机,在某种条件下会出现运行转速高于理想空载转速或同步转速的情况,此时电磁转矩  $T_e$  方向也随之改变,由拖动性转矩变成制动性转矩。从能量传递方向看,电动机处于发电状态,将机械功率变成电功率回馈给电网,因此称这种状态为回馈制动状态。

回馈制动时的机械特性方程式与电动状态时相同,只是运行在特性曲线上不同的区段而已。正向回馈制动时的机械特性位于第二象限,反向回馈制动时的机械特性位于第四象限。

##### 2.5.5.1 正向回馈制动

(1) 正向回馈制动过程。在直流调压调速系统或交流变频调速系统中,如果出现电动机转速高于理想空载转速时,会出现电动机经过第二象限的减速过程,如图 4.1-19 所示。电动机从原工作在固有机特性 A 点上,过渡到 B 点,在  $M_e$  和  $M_L$  的共同作用下,转速沿特性 BC 迅速下降,直到 D 点时  $M_e = M_L$ ,电动机以较低的转速稳定运行。B→C 这

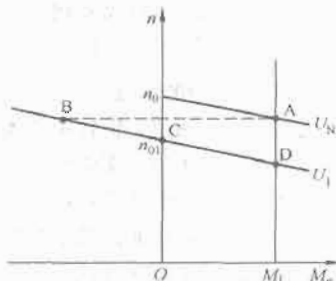


图 4.1-19 正向回馈制动过程

一过程为正向回馈制动过程,其功率关系与发电机相同,都是将机械功率转换成电功率输出,故又称为再生发电制动。又因为没有稳定运行点,只是一个过程,而称为正向回馈制动过程。

(2) 正向回馈制动运行。用电动机带动反向的位能性负载时(如电车恒速下坡),稳定工作点为图4.1-20的B点,由于位能性转矩 $M_{L2}$ 的方向与转速 $n$ 相同,但与 $M_e$ 相反,且绝对值大, $M_e$ 成为制动转矩,抑制电车上坡的速度,同时将电能回送给电网。回馈制动运行时的功率关系与回馈制动过程时相同,只是机械功率是由电车减少位能储存来提供的。

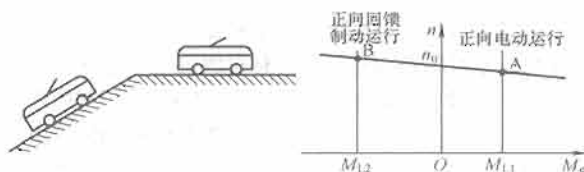


图 4.1-20 正向回馈制动运行

### 2.5.5.2 反向回馈制动运行

图4.1-17中的E点属于反向回馈制动运行,此时,在位能性负载(如起重机的提升机构)的作用下,电动机处于反向回馈发电状态,在机械特性第四象限以稳速下放重物。

### 2.5.6 电动机的双馈运行

#### 2.5.6.1 双馈运行的基本概念

所谓“双馈”,就是指把绕线转子异步电动机的定子绕组与交流电网连接,转子绕组与含电动势的电路相连接,使它们可以进行电功率的相互传递,达到调节转速和节能的目的。至于电功率是馈入定子绕组和/或转子绕组,还是由定子绕组和/或转子绕组馈出,要视电动机的具体工况而定。

#### 2.5.6.2 双馈运行的基本结构

在电动机双馈运行时,从电路拓扑结构上看,可认为是在转子绕组回路中附加了一个交流电动势。由于转子电动势与电流的频率随转速而变化,即 $f_2 = sf_1$ ,因此必须通过功率变换单元对不同频率的电功率进行电能变换。对于双馈系统来说,功率变换单元应能实现功率的双向传递,如图4.1-21所示。

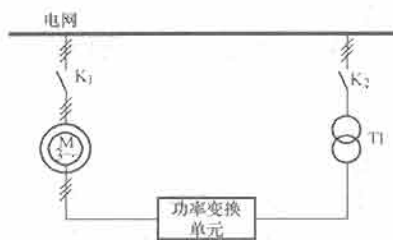


图 4.1-21 双馈运行的基本结构

#### 2.5.6.3 双馈运行的功率传输

双馈运行的电动状态有以下两种。

(1) 转子功率输出状态。绕线转子异步电动机由电网从定子绕组供电,工作于电动状态时,它从电网馈入(输入)电功率,而在其轴上输出机械功率给负载,转速低于同步转速,称为次同步电动状态,又称串级调速,如图4.1-22(a)所示。

(2) 转子功率输入状态。如果电网向电动机定子和转子绕组同时输入功率,此时电动机以超同步转速运行,称为超同步电动状态,又称双馈调速,如图4.1-22(b)所示。

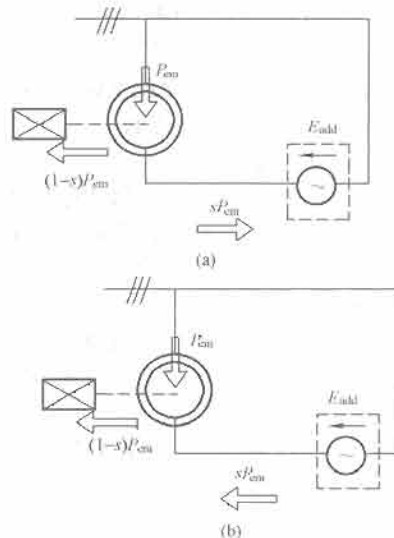


图 4.1-22 双馈运行的功率传输示意图

(a) 次同步电动状态 ( $1 > s > 0$ ); (b) 超同步电动状态 ( $s < 0$ )

## 3 电气传动系统的动力学

电气传动系统经过适当的简化可以采用牛顿定律描述其动力学行为。

### 3.1 电气传动系统的运动方程

#### 3.1.1 运动方程式

任何一个复杂的电气传动系统都可以通过等效或折算的方法,转为如图4.1-23(a)所示的电动机轴与生产机械的工作机构直接相连的单轴电气传动系统,各物理量的方向标示如图4.1-23(b)所示。根据牛顿力学定律,该系统的运动方程为

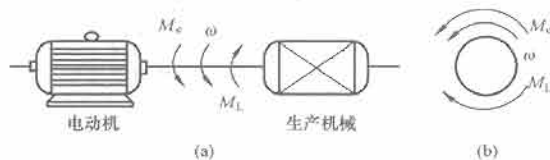


图 4.1-23 单轴电气传动系统

(a) 单轴电气传动系统; (b) 各物理量的方向标示

$$M_e - M_L = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.1-10)$$

式中:  $M_e$  为电动机的电磁转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_L$  为生产机械的阻转矩,  $N \cdot m$ ;  $J$  为电动机轴上的总转动惯量,  $kg \cdot m^2$ ;  $\omega$  为电动机的角速度,  $rad/s$ 。

在工程计算中,通常用转速  $n$  [单位为转/分( $r/min$ )] 替代角速度  $\omega$ ; 用飞轮惯量或称飞轮力矩  $GD^2$  替代转动惯量  $J$ 。由于  $n$  与  $\omega$  的关系为

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} \quad (4.1-11)$$

那么  $J$  与  $GD^2$  的关系为

$$J = m r^2 = \frac{GD^2}{4g} \quad (4.1-12)$$

式中:  $m$  为系统转动部分的质量,  $kg$ ;  $G$  为系统转动部分的重力,  $N$ ;  $r$  为系统转动部分的回转半径,  $m$ ;  $D$  为系统转动部分的内径,  $m$ ;  $g$  为重力加速度,可取  $g = 9.81 m/s^2$ 。

在工程中常使用电气传动运动方程的实用形式

$$M_e - M_L = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} \quad (4.1-13)$$

式中:  $GD^2$  为系统转动部分的总飞轮力矩 ( $N \cdot m^2$ );  $375 = 4\pi \times 60 / 2\pi$ , 是具有加速度量纲的系数。

### 3.1.2 运动方程中方向的约定

式 (4.1-13) 中的  $M_e$ 、 $M_L$  和  $n$  都是有方向的, 根据图 4.1-23 (b) 给出的参考正方向, 如果实际方向与参考正方向相同, 就是正向, 如果相反, 就是负向。

### 3.1.3 运动方程的物理意义

电气传动系统运动方程表明: 转速变化率  $dn/dt$  可由电动机的电磁转矩  $M_e$  与生产机械的负载转矩  $M_L$  的关系来决定, 表明系统有三种不同的运动状态。

(1) 当  $M_e = M_L$  时,  $dn/dt = 0$ , 表示电气传动系统静止不动或以恒定的转速旋转, 电气传动系统的这种运动状态被称为静态或稳态。

(2) 若  $M_e > M_L$  时,  $dn/dt > 0$ , 表示系统处于加速状态。

(3) 若  $M_e < M_L$  时,  $dn/dt < 0$ , 表示系统处于减速状态。

也就是说, 一旦  $M_e \neq M_L$ , 转速将发生变化, 这种运动状态称作动态或过渡状态。

## 3.2 电气传动系统的稳定条件

电气传动系统的稳定运行, 是指系统在扰动作用下离开原来的平衡状态后, 仍然能够在新的运行条件下达到新的平衡状态, 或者在扰动消失之后, 能够回到原来的平衡状态。从电动机一般机械特性与生产机械负载特性的相互关系来分析电气传动系统稳定运行问题, 通常有两种方法:

(1) 作图法: 在电动机和负载的机械特性上建立电气传动系统稳定运行的直观概念。

(2) 解析法: 从电气传动系统的运动方程出发, 给出这一问题的分析解。

### 3.2.1 电气传动系统稳定运行的作图法

在作图法中, 须画出电动机及其负载的机械特性, 通过分析两条特性曲线交点的性质来确定系统的稳定性, 属于定性分析, 具有操作简便、直观的优点。图 4.1-24 绘出了稳定和两种不同的情况, 图中曲线①为电动机机械特性, 曲线②为负载机械特性。系统稳定的条件是:

(1) 电气传动系统稳定的必要条件: 电动机的机械特性必须与负载的机械特性有交点, 即  $M_e = M_L$ , 这是系统稳定运行的必要条件。

(2) 电气传动系统稳定的充分条件: 在电动机和负载的机械特性上, 若转速降低, 则  $M_e > M_L$ , 使转速回升; 若转速升高, 则  $M_e < M_L$ , 使转速回落。

图 4.1-24 (a) 绘出了一种稳定运行的情况, 图中负载特性是恒转矩的, 电动机的机械特性呈下垂曲线, 用上述条件分析可知系统是稳定的。如果电动机机械特性是上翘的, 则系统不稳定。

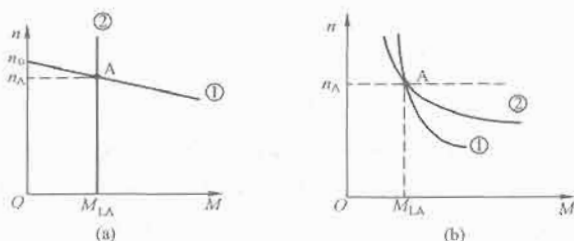


图 4.1-24 电气传动系统稳定运行的作图分析  
(a) 稳定运行状态; (b) 不稳定状态

图 4.1-24 (b) 绘出了一种不稳定的情况, 负载特性是非恒转矩的, 但电动机机械特性比负载特性更软, 用上述条件分析可知系统是不稳定的。

### 3.2.2 电气传动系统稳定运行的解析法

解析法是根据电气传动系统的运动方程来定量地分析系统的稳定性, 分析比较精确。归纳起来, 电气传动系统稳定运行的充分必要条件是

$$\begin{cases} M_e - M_L = 0 \\ \frac{dM_e}{dn} - \frac{dM_L}{dn} < 0 \end{cases} \quad (4.1-14)$$

## 3.3 电气传动系统的过渡过程

所谓动态过程是指系统从一个稳定工作状态向另一个稳定工作状态过渡的中间过程, 简称过渡过程, 系统在过渡过程中的变化规律和性能称作系统的动态特性。研究这些问题, 对于经常处于起动、制动运行的生产机械如何缩短过渡过程时间, 减少过渡过程中能量损耗, 改善工作品质和提高劳动生产率等, 都有实际意义。

电气传动系统的过渡过程分析主要是对系统中转速变化  $n = f(t)$  和转矩变化  $T_e = f(t)$  进行分析。此外, 温升变化  $\tau = f(t)$  对于电动机的发热和容量选择也有意义。

### 3.3.1 电气传动系统过渡过程分析的假定条件

分析一般电气传动系统的过渡过程时, 常在以下假定条件下进行:

- (1) 忽略电磁过渡过程, 只考虑机械过渡过程。
- (2) 电源电压在过渡过程中恒定不变。
- (3) 电动机机械特性曲线为线性。
- (4) 电动机磁通保持恒定。
- (5) 负载转矩为恒值。

### 3.3.2 电气传动系统的转速过渡过程方程

已知电动机的机械特性、负载转矩特性、起始点、稳态点以及系统的飞轮力矩, 根据电气传动系统的运动方程, 建立转速  $n$  微分方程式为

$$\begin{aligned} n &= n_{ss} - M_m \frac{dn}{dt} \\ M_m &= \beta GD^2 / 375 \end{aligned} \quad (4.1-15)$$

式中:  $M_m$  为电力传动系统的机电时间常数 (s);  $n_{ss}$  是过渡过程结束时的转速稳态值。

对微分方程求解, 得电气传动系统的转速方程  $n = f(t)$  如下

$$n = n_{ss} + (n_{is} - n_{ss}) e^{-t/M_m} \quad (4.1-16)$$

式中:  $n_{is}$  是过渡过程的转速初始值。

过渡过程曲线如图 4.1-25 所示, 掌握了起始值、稳态值与时间常数这三个要素, 过渡过程就确定了。

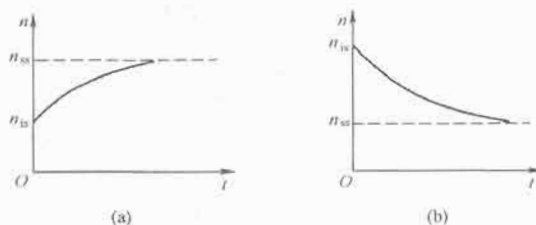


图 4.1-25 电气传动系统转速的过渡过程曲线  
(a) 电动机的加速过程; (b) 电动机的减速过程

### 3.3.3 电气传动系统的转矩过渡过程方程

描述系统转矩动态过程的微分方程为



$$M_e - M_L = -M_m \frac{dM_e}{dt} \quad (4.1-17)$$

求解该微分方程, 可得到电气传动系统的转矩动态方程  $M_e = f(t)$ , 即

$$M_e = M_L + (M_m - M_L)e^{-t/T_m} \quad (4.1-18)$$

式中:  $M_m$  是过渡过程的转矩初始值。

电气传动系统的转矩过渡过程曲线如图 4.1-26 所示, 图中电磁转矩的稳态值  $M_{ss}$  等于负载转矩  $M_L$ 。

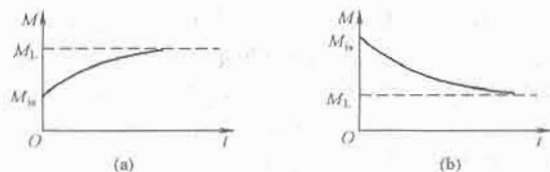


图 4.1-26 电气传动系统转矩的过渡过程曲线  
(a) 电动机转矩的增加过程; (b) 电动机转矩的降低过程

### 3.3.4 电气传动系统的热过程方程

电动机的热过程也是一个典型的一阶过渡过程, 假设:

- (1) 电动机长期运行, 负载不变, 总损耗不变。
- (2) 电动机各个部分的温度均匀, 周围环境温度保持不变。

根据热量平衡原理, 在  $\Delta t$  时间内, 电动机发热产生的热量应等于其温度上升所吸收的热量和散发出去的热量之和, 即

$$Q\Delta t = C\Delta\tau + A\tau\Delta t$$

式中:  $Q$  为单位时间内电动机产生的热量;  $\tau$  为温升;  $C$  为电动机的热容量;  $A$  为散热系数。

整理后写成微分方程

$$T_Q \frac{d\tau}{dt} + \tau = \tau_{ss} \quad (4.1-19)$$

式中:  $T_Q = C/A$  为电动机的发热时间常数, s;  $\tau_{ss} = Q/A$  为稳态温升。

求解此微分方程, 可得电动机的热过程动态方程

$$\tau = \tau_{ss} + (\tau_0 - \tau_{ss})e^{-t/T_Q} \quad (4.1-20)$$

式中:  $\tau_0$  为初始温升。

电动机发热和冷却过程的动态曲线如图 4.1-27 所示, 图中电动机的温升  $\tau$  按指数曲线上升, 最终达到热平衡的稳态状态  $\tau_{ss} = Q/A$ 。曲线的形状取决于初始温升  $\tau_0$  和发热时间常数  $T_Q = C/A$ 。电动机的容量越大,  $T_Q$  一般也越大, 达到热稳定状态的时间就越长。如果电动机起动时的温度与环境温度相同, 则初始温升  $\tau_0 = 0$ , 温升过程如曲线①所示; 如果在电动机运行一段时间之后温度还没有完全降下来之前重新启动, 或者在运行中增加了负载, 则  $\tau_0 \neq 0$ , 初始温升取决于电动机当时的具体温度, 其温升过程如曲线②所示。

同样, 电动机停止运行或减少负载时温度会下降。电动机的冷却过程是一个按指数规律下降的曲线, 如图 4.1-27 (b) 所示。

### 3.3.5 过渡过程时间的计算

理论上从热过程的起始值到稳态值所需要的时间为无穷大。但实际上, 当  $t = (3 \sim 4) T_m$  时, 温升已达到稳态值的 95% 以上, 工程上就可认为过渡过程已结束了。

在工程实际中, 往往需要知道过渡过程进行到某一阶段所需的时间。对于电气传动系统的转速动态过程, 可利用式

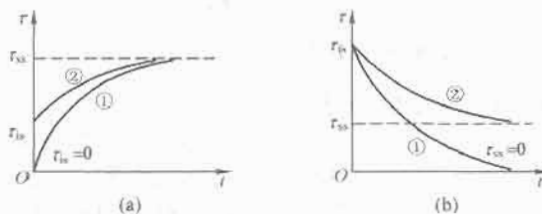


图 4.1-27 电动机的热过程

(a) 发热过程; (b) 冷却过程

(4.1-16) 计算过渡过程的时间。已知系统的机电时间常数  $T_m$ 、转速初始值  $n_0$ 、稳态值  $n_{ss}$  以及到达值  $n_x$ , 可由下式计算到达时间  $t_n$

$$t_n = T_m \ln \frac{n_{ss} - n_0}{n_x - n_{ss}} \quad (4.1-21)$$

同理, 对于转矩过渡过程, 可通过下式进行过渡过程时间  $t_M$  的计算

$$t_M = T_m \ln \frac{M_{ss} - M_0}{M_x - M_{ss}} \quad (4.1-22)$$

式中各变量下标的含义与转速变量相同。

## 4 电动机的发热与冷却规律和容量选择

电动机在进行能量转换时总是要有能量损耗, 能量损耗会引起电动机发热并使效率降低, 研究电动机的发热过程对于选择电动机的容量和保证安全运行是十分重要的。

### 4.1 电动机的能量损耗与发热

电动机的能量损耗可分为两大类。

(1) 机械损耗。由电动机运动部件的机械摩擦和空气阻力产生的损耗, 与电动机的结构和转速有关。

(2) 电气损耗。包括导体损耗、电刷损耗和铁耗等。

1) 导体损耗。由电流通过绕组电阻产生的损耗, 又称铜耗, 在电动机定子和转子中都会产生铜耗。

2) 电刷损耗。由电刷的接触电压降引起的能量损耗。

3) 铁耗。由电动机铁磁材料的磁滞效应和涡流产生的损耗, 主要取决于磁通密度、转速和铁磁材料的特性。

图 4.1-28 表示电动机能量传递和损耗的流程, 其中,  $P_1$  为输入功率,  $P_2$  为输出功率,  $P_{em}$  为定子与转子间通过气隙传输的电磁功率。图 4.1-28 (a) 是针对电动机的, 输入功率为由电网输入的电功率, 即  $P_1 = ei$ ; 输出功率为机械功率,  $P_2 = P_m$ 。图 4.1-28 (b) 是针对发电机的, 输入功率是由原动机产生的机械功率  $P_m$ ,  $P_1 = P_m$ ; 输出功率为由定子输出的电功率,  $P_2 = ei$ 。

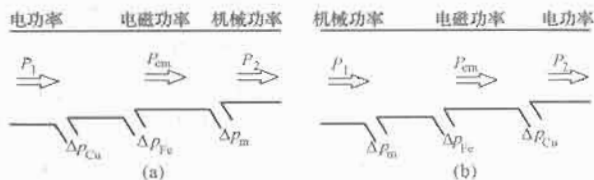


图 4.1-28 电动机能量传递与损耗流程

(a) 电动机; (b) 发电机

电动机的效率是

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100\% = \frac{P_2}{P_1 + \Delta p} \times 100\% \quad (4.1-23)$$

式中:  $\Delta p = \Delta p_{cu} + \Delta p_{fe} + \Delta p_m$  为总功率损耗, W;  $\Delta p_{cu}$  为

铜耗;  $\Delta p_{Fe}$  为铁耗;  $\Delta p_m$  为机械损耗。

## 4.2 电气传动系统的工作制

### 4.2.1 电动机的绝缘等级

电动机在运行中, 由于损耗产生热量, 使温度升高, 电动机所能容许达到的最高温度取决于所用绝缘材料的耐热程度, 称为绝缘等级。对于不同的绝缘材料, 其最高容许温度是不同的。电动机中常用的绝缘材料, 按其耐热能力, 分为 A、E、B、F 和 H 五个等级, 如表 4.1-1 所示。

表 4.1-1 电动机绝缘材料等级和最高容许工作温度

绝缘等级	A	E	B	F	H
最高容许温度 (°C)	105	120	130	155	180

如果电动机的绝缘材料一直处于最高容许工作温度以下, 则一般情况下可以保证绝缘材料有 20 年的使用寿命。若电动机的温度超过绝缘材料的最高容许工作温度, 则绝缘材料的使用寿命将减少。绝缘材料的最高容许工作温度就是电动机的最高容许工作温度; 绝缘材料的使用寿命, 一般来讲, 也就是电动机的使用寿命。

电动机的工作环境是随季节和使用地点而变化的, 国家标准 GB 755—1987 规定, 电动机运行地点的环境温度不应超过 40°C。因此, 电动机的最高容许温升  $\tau_{max}$  应等于绝缘材料的最高容许工作温度与 40°C 的差值。但是在确定电动机温升的限值时, 还需考虑电动机的冷却方式和冷却介质、温度测定的方法 (电阻法、温度计法、埋置检温计法等)、电动机功率的大小以及绕组类型等因素。

### 4.2.2 电动机的工作制

电动机工作时, 持续带负载时间的长短对电动机的发热情况影响较大, 它决定如何正确地选择电动机的功率。电动机的工作制说明电动机承受负载情况的分类, 国家标准把电动机的工作制分为 S1~S10 共 10 类, 最常用的有 S1、S2 和 S3 这 3 种工作制。

(1) 连续工作制 (S1)。连续工作制是指电动机在恒定负载下持续运行, 其工作时间足以使电动机的温升达到稳定温升  $\tau_{st}$ , 其典型负载图和温升曲线如图 4.1-29 所示。

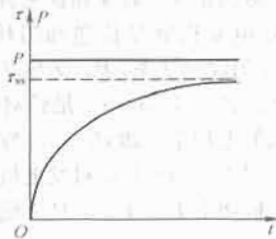


图 4.1-29 连续工作制电动机负载及温升曲线

对于连续工作制的电动机, 可以取其稳定温升  $\tau_{st}$  恰好等于容许最高温升  $\tau_{max}$  时相应的输出功率作为额定功率。

(2) 短时工作制 (S2)。短时工作制是指电动机拖动恒定负载在一定的时间内运行。该运行时间不足以使电动机达到稳定温升, 随之即断电停转足够时间, 使电动机冷却到与冷却介质的温差在 2K 以内。其典型的负载图及温升曲线如图 4.1-30 所示。

目前, 我国用于短时工作制的三相异步电动机有 YZ、YZR 系列冶金及起重用三相异步电动机; 电动阀门用 YDF 系列三相异步电动机。

为了充分利用电动机, 用于短时工作制的电动机在规

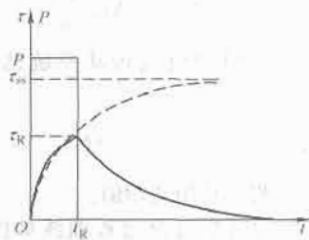


图 4.1-30 短时工作制电动机负载及温升曲线

的运行时间内应达到容许温升, 并按照这个原则规定电动机的额定功率, 即按照电动机拖动恒定负载运行, 取在规定的运行时间内实际达到的最高温升恰好等于容许最高温升  $\tau_{max}$  时的输出功率, 作为电动机的额定功率。因此, 规定为短时工作制的电动机, 其额定功率和工作时限必须同时标志在铭牌上。

(3) 断续周期工作制 (S3)。电动机按一系列相同的工作周期运行, 周期时间不大于 10min, 每一周期包括一段恒定负载运行时间  $t_R$ , 一段断电停机时间  $t_S$ , 但  $t_S$  及  $t_R$  都较短; 在  $t_R$  时间内电动机不能达到稳定温升, 而在  $t_S$  时间内温升也未下跌到零, 下一工作周期即已开始。这样, 每经过一个周期  $t_R + t_S$ , 温升便有所上升, 经过若干周期后, 电动机的温升即在一个稳定的小范围内波动。其典型负载图和温升曲线如图 4.1-31 所示。

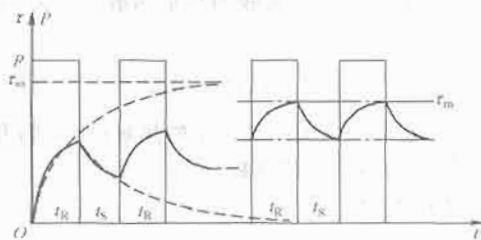


图 4.1-31 断续周期工作制电动机的典型负载图及温升曲线

对于指定用于 S3 工作制的电动机, 是把在规定的负载持续率 (负载运行时间  $t_R$  与工作周期时间  $t_R + t_S$  之比称为负载持续率 FS) 下运行的实际最高温升  $\tau_{st}$  恰好等于容许最高温升  $\tau_{max}$  时的输出功率定为电动机的额定功率, 所以应在铭牌上标志出与额定功率相应的负载持续率。用于断续周期工作制的有 YZ、YZR 冶金及起重用三相异步电动机; JGZ 系列轨道用三相异步电动机等。

(4) 包括起动的断续周期工作制 (S4)。按一系列相同的工作周期运行, 每一周期包括一段对温升有显著影响的起动时间、一段恒定负载运行时间和一段停止运行时间。但这些时间都较短, 不足以使电动机达到热稳定状态。

(5) 包括电气制动的断续周期工作制 (S5)。按一系列相同的工作周期运行, 每一周期包括一段起动时间、一段恒定负载运行时间、一段电气制动时间和一段停止运行时间。但这些时间都较短, 不足以使电动机达到热稳定状态。

(6) 连续周期工作制 (S6)。按一系列相同的工作周期运行, 每一周期包括一段恒定负载运行时间和一段空载运行时间。但这些时间都较短, 不足以使电动机达到热稳定状态。

(7) 包括电气制动的连续周期工作制 (S7)。按一系列相同的工作周期运行, 每一周期包括一段起动时间、一段恒定负载运行时间和一段电气制动时间。但这些时间都较短, 不足以使电动机达到热稳定状态。

(8) 包括负载和转速相应变化的连续周期工作制 (S8)。按一系列相同的工作周期运行, 每一周期包括一段加速时间、一段按预定转速运行的恒定负载工作时间以及可以按周期改变设定转速和负载变化的运行时间。但这些时间都较短, 不足以使电动机达到热稳定状态。

(9) 负载和转速作非周期变化的工作制 (S9)。负载和转速在允许范围内作非周期变化的工作制, 包括: 经常性过载, 其值可远远超过基准负载。

(10) 离散恒定负载工作制 (S10)。包括不多于 4 种离散负载值 (或等效负载) 的工作制, 每一种负载的运行时间应足以使电动机达到热稳定。在一个工作周期中的最小负载值可为零, 比如: 空载、停机或断电。

电动机在这 10 类工作制中运行还应符合下列规定:

(1) 对于 S1 工作制可以按照电动机铭牌给出的连续定额作长期运行。

(2) 对于 S2 工作制, 电动机应在实际冷状态下起动, 并在规定的时限内运行。短时工作制标准时限为 10min、30min、60min、90min。

(3) 对于 S3、S4、S5、S6 和 S8 这 5 种工作制, 标准的负载持续率为 15%、25%、40% 和 60% 4 种。

(4) 对于 S4、S5、S7 和 S8 这 4 种工作制, 每小时的等效起动次数一般分为 150、300 和 600 次, 并应给出电动机的转动惯量和折算到电动机轴上的全部外加转动惯量之值。

#### 4.2.3 生产机械的工作制

根据设备的运行状态, 生产机械的工作制可以分为下列工作制:

(1) 长期工作制。生产机械长期恒速 (或变化不大) 运行。根据负载施加方式的不同, 又可以分为以下 3 类:

1) 平稳负载。工作中负载转矩长时间保持恒定或变化不大, 例如, 风机、泵、压缩机等, 这类机械对电气传动装置的要求简单, 只要有足够的功率和起动转矩即可。但近年来, 由于节能的要求, 也需要能够调速。

2) 波动或重复短时负载。工作中长期施加负载, 但大小一直波动或呈周期性变化, 例如, 某些恒速轧钢机, 除了要求电气传动装置有足够的功率和起动转矩外, 还要求有足够的过载能力。

3) 短时负载。工作中施加负载的时间很短, 在负载周期内所占比例较小。这类负载通常有较大的飞轮力矩, 因此要求电气传动装置有足够的起动转矩和过载能力。由于施加负载时, 随着转速的降低, 飞轮可以释放能量做功, 可以作为储能装置。

(2) 短期工作制。生产机械经过较长时间间隔才启停或加减速一次, 完成一个工作循环。例如, 起停式剪切机等, 这类机械要求电气传动装置有足够的加减速动态转矩。

(3) 重复短期工作制。生产机械周期性地启停或加减速运行, 时间间隔较短。例如, 可逆轧机、提升机械等, 这类机械除了要求电气传动装置有足够的起制动转矩和过载能力外, 还要进行发热校验。

### 4.3 复杂传动机构的转矩与功率折算

实际的电气传动系统往往是复杂的, 有的生产机械需要通过传动机构进行转速匹配, 因此增加了很多齿轮和传动轴; 有的生产机械需要通过传动机构把旋转运动变为直线运动。

研究电气传动系统动力学的主要目的是为了解决电动机与生产机械之间的力学问题, 而不是生产机械内部的力学问

题, 因此, 一般都采用折算的方法把复杂的多轴传动系统等效为一个简单的单轴传动系统, 然后对等效系统建立运动方程, 从而实现求解。

#### 4.3.1 传动系统折算的原则和方法

对于一个复杂的多轴电气传动系统, 可用折算的方法把它等效成一个简单的单轴传动系统来处理, 如图 4.1-32 所示, 使两者的动力学性能保持不变。

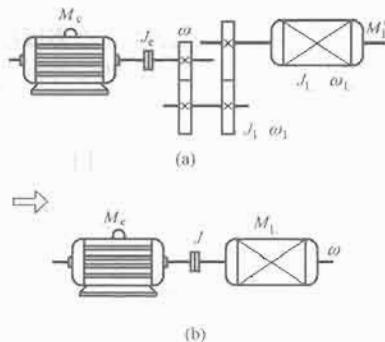


图 4.1-32 电气传动系统的等效处理  
(a) 实际的多轴系统; (b) 等效的单轴系统

在电气传动系统中, 一般把负载轴上的转矩、转动惯量或者是力和质量折算到电动机轴上, 中间传动机构的传递比在折算中就相当于变压器绕组的匝数比。系统等效的原则是保持两个系统传递的功率及储存的动能相同。

#### 4.3.2 多轴旋转机构的折算

##### 4.3.2.1 静态转矩折算

(1) 简单的两轴系统转矩折算。如图 4.1-33 所示, 设  $M'_L$  为折算前两轴系统的负载转矩,  $M_L$  为折算后单轴系统的负载转矩, 静态转矩的等效原则是系统的传递功率不变。

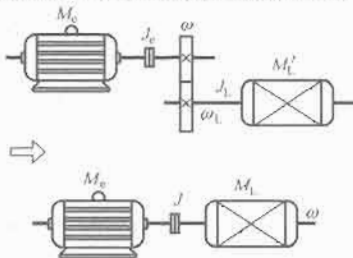


图 4.1-33 两轴电气传动系统的等效

如果不考虑传动机构的损耗, 工作机械在折算前的机械功率为  $M'_L \omega_L$ , 折算到电动机轴上的机械功率为  $M_L \omega$ , 根据功率不变原则, 折算前后传递的功率应相等, 即

$$M'_L \omega_L = M_L \omega \quad (4.1-24)$$

式中:  $\omega_L$  为工作机械的角速度, rad/s;  $\omega$  为电动机角速度, rad/s。

因而

$$M_L = \frac{M'_L}{\omega/\omega_L} = \frac{M'_L}{j_L} \quad (4.1-25)$$

式中:  $j_L$  为电动机轴与工作机械轴间的转速比,  $j_L = \omega/\omega_L = n/n_L$ 。

如果要考虑传动机构的损耗, 可在折算公式中引入传动效率  $\eta_e$ 。由于功率传递是有方向的, 因此引入效率  $\eta_e$  时必须注意功率传递的方向而有所区别:

1) 电动机工作在电动状态。此时功率由电动机向工作机构传递, 传动损耗由电动机来承担, 应有

$$M'_L \omega_L = M_L \omega \eta_e \quad (4.1-26)$$

则

$$M_{Li} = \frac{M'_{Li}}{\eta_k \omega / \omega_{Lk}} = \frac{M'_{Li}}{j_{Li} \eta_k} \quad (4.1-27)$$

2) 电动机工作在发电制动状态。此时由工作机构带动电动机, 传动损耗由工作机构承担, 应有

$$M'_{Li} \omega_{Li} \eta_k = M_{Li} \omega \quad (4.1-28)$$

这样

$$M_{Li} = \frac{M'_{Li}}{j_{Li}} \eta_k \quad (4.1-29)$$

(2) 多级齿轮或带轮变速的折算。在多级传动时, 已知各级齿轮转速比为  $j_1, j_2, \dots, j_n$ , 则总的转速比为各级转速比之积, 即

$$j = j_1 \cdot j_2 \cdot \dots \cdot j_n = \prod_{i=1}^n j_i \quad (4.1-30)$$

如果已知各级的传动效率为  $\eta_{k1}, \eta_{k2}, \dots, \eta_{kn}$ , 则总效率  $\eta_k$  应为各级效率之积, 即

$$\eta_k = \prod_{i=1}^n \eta_{ki} \quad (4.1-31)$$

不同种类的传动机构, 其效率是不同的。其数值可以从机械工程手册上查到。

#### 4.3.2.2 转动惯量和飞轮力矩的折算

将图 4.1-33 中两轴系统中的电动机转动惯量  $J_e$  和生产机械的负载转动惯量  $J_L$ , 都折算到电动机轴上, 形成单轴系统等效转动惯量  $J$ , 其等效原则是折算前后系统的动能不变, 即有

$$\frac{1}{2} J \omega^2 = \frac{1}{2} J_e \omega^2 + \frac{1}{2} J_L \omega_L^2 \quad (4.1-32)$$

转动惯量的折算公式为

$$J = J_e + J_L \left( \frac{1}{j_L} \right)^2 \quad (4.1-33)$$

由式 (4.1-33) 可知, 当传动比  $j_L$  较大时, 该轴的转动惯量折算到电动机轴上后, 其数值占整个系统的转动惯量的比重就很小。

根据  $GD^2 = 4gJ$  的关系, 可以相应地得到折算到电动机轴上的等效飞轮力矩

$$GD^2 = GD_e^2 + GD_L^2 \frac{1}{j_L^2} \quad (4.1-34)$$

在多轴电气传动系统中, 折算到电动机轴上的等效转动惯量  $J$  和飞轮力矩  $GD^2$  为

$$J = J_e + J_1 \frac{1}{j_1^2} + J_2 \frac{1}{j_2^2} + \dots + J_n \frac{1}{j_n^2} + J_L \frac{1}{j_L^2} \quad (4.1-35)$$

$$GD^2 = GD_e^2 + GD_1^2 \frac{1}{j_1^2} + GD_2^2 \frac{1}{j_2^2} + \dots +$$

$$GD_n^2 \frac{1}{j_n^2} + GD_L^2 \frac{1}{j_L^2} \quad (4.1-36)$$

#### 4.3.2.3 转动惯量和飞轮力矩折算的实用公式

在一般情况下, 当传动机构的转动惯量  $J_i (i=1, \dots, n)$  折算后占整个系统的比重不大时, 在工程上可用以下的近似公式:

$$J = \delta J_e + J_L \frac{1}{j_L^2} \quad (4.1-37)$$

$$GD^2 = \delta GD_e^2 + GD_L^2 \frac{1}{j_L^2} \quad (4.1-38)$$

式中:  $\delta$  为惯量放大系数, 一般取  $\delta=1.1 \sim 1.25$ 。

#### 4.3.3 平移和升降运动机构的折算

有些生产机械不仅有旋转运动部件, 还有直线运动部件, 如图 4.1-34 所示。要将这样的传动系统等效为简单的单轴拖动系统, 需要分别对旋转运动和直线运动两部分进行折算, 前面已经介绍旋转运动系统的折算, 下面仅涉及直线

运动系统的折算。

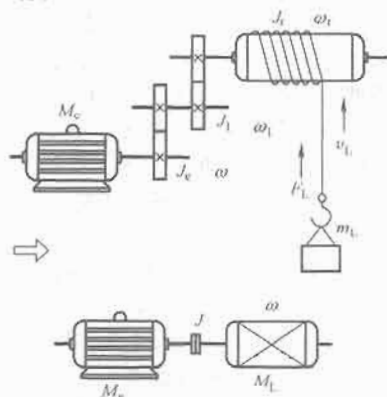


图 4.1-34 混合传动系统的等效

##### 4.3.3.1 静态力 $F_L$ (或称负载力) 的折算

把图 4.1-34 中直线运动的静态力  $F_L$  折算到电动机轴上的等效静转矩  $T_L$  的原则仍是保持折算前后的静态功率不变。考虑到功率的传递方向, 同样分为两种情况。

(1) 电动机工作在电动状态, 由电动机带动工作机构运动, 提升重物。在图 4.1-34 中, 折算前直线运动部件的静态功率  $P_L$  为

$$P_L = F_L v_L \quad (4.1-39)$$

式中:  $F_L$  为作用在直线运动部件上的静态力, N;  $v_L$  为重物提升速度, m/s。

折算后等效的静态功率  $P'_L$  为

$$P'_L = T_L \omega \quad (4.1-40)$$

等效静转矩  $M_L$  的折算公式

$$M_L = 9.55 \frac{F_L v_L}{n \eta_c} \quad (4.1-41)$$

(2) 电动机工作在发电制动状态, 重物下放时, 由工作机构带动电动机, 根据功率不变原则, 有

$$M_L \omega = F_L v_L \eta_c$$

由此

$$M_L = 9.55 \frac{F_L v_L}{n} \eta'_c \quad (4.1-42)$$

式中:  $\eta'_c$  为物体下放时的传动效率。

在提升与下放传动损耗相等的条件下, 下放传动效率与提升传动效率之间有下列关系

$$\eta'_c = 2 - \frac{1}{\eta_c} \quad (4.1-43)$$

##### 4.3.3.2 直线运动系统质量和惯量的折算

由图 4.1-34 所示, 将直线运动系统的质量  $m_L$  折算到电动机轴上, 用等效的转动惯量  $J$  来表示。根据储存的动能相等的折算原则, 可得到等效转动惯量的折算公式为

$$J = J_e + J_1 \frac{1}{j_1^2} + J_2 \frac{1}{j_2^2} + m_L \left( \frac{v_L}{\omega} \right)^2 \quad (4.1-44)$$

$$GD^2 = GD_e^2 + \frac{GD_1^2}{j_1^2} + \frac{GD_2^2}{j_2^2} + 4gm_L \left( \frac{v_L}{\omega} \right)^2 \quad (4.1-45)$$

式中

$$4gm_L \left( \frac{v_L}{\omega} \right)^2 = 4gm_L \left( \frac{60v_L}{2\pi n} \right)^2 = 365G_L \left( \frac{v_L}{n} \right)^2 \quad (4.1-46)$$

#### 4.4 电动机的选择

电动机的选择应根据生产机械的技术要求、技术经济指标和工作环境等条件, 合理地选择电动机的类型、外部结构形式、额定电压、额定转速和额定功率等。



#### 4.4.1 电动机类型的选择

选择电动机类型的原则是在满足生产机械对过载能力、启动能力、调速性能指标及运行状态等各方面要求的前提下,优先选用结构简单、运行可靠、维护方便、价格便宜的电动机。

(1) 2000~3000kW 以下,对启动、制动及调速无特殊要求的一般生产机械,如机床、水泵、风机等,应选用笼型异步电动机。

(2) 对小容量、需要分级调速的生产机械,如某些机床、电梯等,可选用多速异步电动机。

(3) 2000~3000kW 以下,对启动、制动比较频繁,要求启动、制动转矩大,但对调速性能要求不高,调速范围不宽的生产机械,可选用绕线转子异步电动机。

(4) 当生产机械的功率较大又不需要调速时,可采用普通励磁同步电动机。

(5) 对要求调速范围宽、调速平滑、对传动系统过渡过程有较高要求的生产机械,可选用他励直流电动机或交流变频调速电动机。

#### 4.4.2 电动机额定参数的选择

(1) 额定电压:电动机的额定电压主要根据电动机运行场合配电电网的电压等级而定。

1) 中、小型三相异步电动机的额定电压通常为 220V、380V、660V。

2) 煤矿用的生产机械常采用 380/660V 的三相异步电动机。

3) 额定功率大于 200kW 的三相交流电动机,选用 3000V、6000V 和 10000V。

4) 直流电动机的额定电压一般为 110V、220V 和 440V。

(2) 额定转速:额定功率相同的电动机,额定转速高时,其体积小,价格低,由于生产机械的转速有一定的要求,电动机转速越高,传动机构的传动比就越大,导致传动机构复杂,增加了设备成本和维修费用。因此,应综合考虑电动机和生产机械两方面的各种因素后再确定较为合理的电动机额定转速。

1) 对连续运转的生产机械,可从设备初投资、占地面积和运行维护费用等方面考虑,确定几个不同的额定转速,进行比较,最后选定合适的传动比和电动机的额定转速。

2) 经常启动、制动和反转,但过渡过程时间对生产率影响不大的生产机械,主要根据过渡过程能量最小的条件来选择电动机的额定转速。

3) 电动机经常启动、制动和反转,且过渡过程持续时间对生产率影响较大,则主要根据过渡过程时间最短的条件来选择电动机的额定转速。

#### 4.4.3 电动机容量的选择

确定电动机额定功率时主要考虑以下因素:①电动机的发热及温升;②短时过载能力。对于笼型转子异步电动机还应考虑启动能力。确定电动机额定功率的最基本的方法是依据机械负载变化的规律,绘制电动机的负载图,然后根据负载图计算电动机的发热和温升曲线,从而确定电动机的额定功率。所谓负载图,就是指功率或转矩与时间的关系。

##### 4.4.3.1 连续工作制电动机额定功率的选择

(1) 恒定负载连续工作制电动机额定功率的选择。在选择连续恒定负载的电动机时,只要计算出负载所需功率  $P_L$ ,选择一台额定功率  $P_N$  略大于  $P_L$  的连续工作制电动机即可,不必进行发热校验。对启动比较困难(静阻转矩大或带有较

大的飞轮矩)而采用笼型异步电动机或同步电动机的场合,应校验其启动能力。

(2) 周期性变化负载连续工作制电动机额定功率的选择。当电动机带动周期性变化负载时,其温升也必然作周期性的波动。图 4.1-35 为一个周期下连续工作制电动机的负载图及温升曲线。电动机的额定功率按下面几种等效法选择。

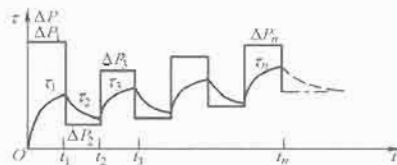


图 4.1-35 周期性变化负载连续工作制电动机的负载图及温升曲线

1) 等效电流法。用一个不变的等效电流  $I_{eq}$  来代替实际变动的负载电流  $I_L$ ，在同一周期内，等效电流  $I_{eq}$  与负载电流  $I_L$  产生的热量相等。假定损耗只和电流的二次方成正比，由此可得

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{I_1^2 t_1 + I_2^2 t_2 + \cdots + I_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \quad (4.1-47)$$

式中:  $t_n$  为对应负载电流为  $I_n$  的工作时间。

求出等效电流后,所选的电动机的额定电流应不小于等效电流。

2) 等效转矩法。认为电动机的转矩与电流成正比,则将式(4.1-47)转换为等效转矩的公式

$$M_{eq} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + \cdots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \quad (4.1-48)$$

求出等效转矩后,所选电动机的额定转矩应不小于等效转矩。

3) 等效功率法。如果拖动系统的转速不变,可将等效转矩的公式转换为等效功率的公式,即

$$P_{eq} = \sqrt{\frac{P_1^2 t_1 + P_2^2 t_2 + \cdots + P_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \quad (4.1-49)$$

所选择的电动机的额定功率应不小于等效功率。

注意,用等效法选择电动机功率时必须校验过载能力。

##### 4.4.3.2 短时工作制电动机额定功率的选择

对于短时工作制的负载,最好选用专用的短时工作制电动机。没有专用电动机时也可以选用连续工作制电动机或断续周期工作制电动机。

(1) 选用短时工作制电动机。短时工作制电动机的额定功率是与铭牌上给出的标准工作时间(10min、30min、60min、90min)相应的,如果短时工作制的负载功率恒定,并且工作时间与标准工作时间一致,只需选择具有相同标准工作时间的短时工作制电动机,并使电动机的额定功率稍大于负载功率即可。对于变化的负载,可用等效法算出工作时间内的等效功率来选择电动机,同时还应进行过载能力与启动能力的校验。如果在一个周期内,负载的变化包括启动、运行、制动和停歇等过程,如图 4.1-36 所示,其实际温升还要高一些,因此一般应把平均损耗、等效电流或功率等参数选得大一些。为此,在计算公式分母中把启动和制动的的时间乘以恶化系数  $\alpha$ ,把停歇时间乘以恶化系数  $\beta$ 。例如,对应图 4.1-36 的负载图,其等效电流可作如下修正

$$I_{eq} = \sqrt{\frac{I_{st}^2 t_{st} + I_R^2 t_R + I_{br}^2 t_{br}}{\alpha t_{st} + t_R + \alpha t_{br} + \beta t_S}} \quad (4.1-50)$$

式中:  $I_{st}$ 、 $I_R$ 、 $I_{br}$  分别为启动、运行和制动电流;  $t_{st}$ 、 $t_R$ 、

$t_{hr}$ 、 $t_s$ 分别为起动、运行、制动及停转时间；对于直流电动机， $\alpha=0.75$ ， $\beta=0.5$ ；对于交流异步电动机， $\alpha=0.5$ ， $\beta=0.25$ 。

用等效法选择电动机时，必须校验过载能力。

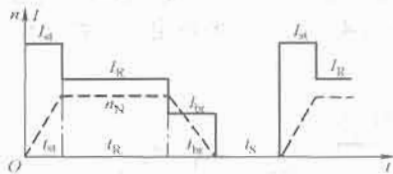


图 4.1-36 有启制动和停歇时间的负载图

(2) 选用连续工作制电动机。短时工作的生产机械，也可选用连续工作制的电动机。这时，从发热的观点上看，电动机的输出功率可以提高。为了充分利用电动机，选择电动机额定功率的原则应是在短时工作时间  $t_R$  内达到的温升  $\tau_R$  等于电动机连续运行并输出额定功率时的稳定温升，即电动机绝缘材料允许的最高温升。由此可得

$$P_N = P_L \sqrt{\frac{1 - e^{-\frac{t_R}{\tau_R}}}{1 + \alpha e^{-\frac{t_R}{\tau_R}}}} \quad (4.1-51)$$

式中：对于直流电动机， $\alpha=1.0 \sim 1.5$ ；对于异步电动机， $\alpha=0.5 \sim 0.7$ 。

在一个工作周期  $T$  内，当工作时间  $t_R < (0.3 \sim 0.4) T$  时，可取

$$P_N \geq \frac{P_L}{\lambda_m} \quad (4.1-52)$$

式中： $\lambda_m$  为过载能力。

最后，还应校验电动机的起动能力。

(3) 选用断续周期工作制电动机。在没有合适的短时工作制电动机时，可选用断续周期工作制电动机。负载持续率  $FS$  与短时负载的工作时间  $t_R$  之间的对应关系为： $t_R=30\text{min}$ ，相当于  $FS=15\%$ ； $t_R=60\text{min}$ ，相当于  $FS=25\%$ ； $t_R=90\text{min}$ ，相当于  $FS=40\%$ 。

#### 4.4.3.3 断续周期工作制电动机额定功率的选择

断续周期工作制的电动机，其额定功率是与铭牌上标出的负载持续率相应的。如果负载图中的实际负载持续率  $FS_R$  与标准负载持续率  $FS_N$ （15%、25%、40%、60%）相同，且负载恒定，则可直接按产品样本选择合适的电动机。当  $FS_R$  与  $FS_N$  不同时，就需要把  $FS_R$  下的实际功率  $P_R$  换算成  $FS_N$  下功率  $P$ ，即

$$P = P_R \sqrt{\frac{FS_R}{FS_N}} \quad (4.1-53)$$

选择电动机的额定功率不小于  $P$ 。

若  $FS < 10\%$ ，选短时工作制电动机； $FS > 70\%$  时，选连续工作制电动机。

#### 4.4.4 电动机的功率校验

电动机功率计算和选择后，有时需要进行如下校验：

(1) 发热校验。根据生产机械的工作制和负载图，按等效电流法或平均损耗法进行计算。如果生产机械的负载图不易确定，可通过试验、实测或对比（与实际运行类似的设备相比较）等方法来校验。实际中，考虑到生产的发展、负载的变化以及电网电压波动、计算误差等因素，应适当留有功率裕量。一般电动机为 10% 左右；同步电动机还有其他用途的因素，例如，功率因数补偿等，功率裕量应更大一些。

(2) 起动校验。应考虑起动时电源电压的降低，校验起动过程中电动机的最小起动转矩是否大于负载转矩，以保证

电动机顺利起动。

(3) 过载能力校验。对于短时工作制、重复短时工作制和长期工作制，需校验电动机最大过载转矩是否大于负载最大峰值转矩。

(4) 电动机  $GD^2$  校验。有些设备对电动机的动态性能有特殊要求，例如，起动时间、动态速降、动态响应或行程时间等，这就需要校验电动机的  $GD^2$  能否满足生产要求。

(5) 其他一些特殊校验，例如，辊道类电动机的打滑转矩校验等。

## 5 典型生产机械的工艺要求及其电气传动

### 5.1 电气传动的应用范围

由于电动机具有性能优良、高效可靠、控制方便等优点，因此现代化生产中，大多数机械设备都采用电气传动。例如，在工农业生产和交通运输中，机床、轧钢机、起重机、卷扬机、鼓风机、抽水机、纺织机、印染机、印刷机、电动工具和电动车辆等都采用电气传动；在人们的日常生活中，许多家用电器使用微特电动机作为传动装置；在自动控制系统、计算机系统和机器人等高新技术中，大量使用控制电动机作为检测、放大和执行元件。

因此，可以说电气传动系统已广泛应用到现代社会生产和生活的方方面面。目前，电气传动的现状可以概括为两点：

(1) 电气传动已成为机械设备的主要传动形式。这是因为电动机与其他原动机相比有许多优点，例如，电能的获得和转换比较经济，传输和分配比较便利，操作和控制容易，特别是易于实现自动与远程控制。

(2) 当代科学和技术的新成果广泛应用于电气传动系统中，例如，电力电子技术的发展，使半导体变流装置广泛地用作电气传动的电源；微电子技术的发展，使电子控制器件和微处理器成为电气传动的主要控制手段；自动控制理论广泛应用于电气传动自动控制系统中，大大提高了系统的性能。

随着现代电力电子技术、自动化技术和计算机技术的发展，电气传动的发展趋势为：

(1) 采用新技术不断提高电气传动系统的性能和完善系统的功能。

(2) 用交流电气传动取代直流电气传动。

(3) 从节能的角度改造电气传动系统，例如，用变频调速装置驱动水泵可以节能。

(4) 通过系统集成和技术融合，组成综合自动化系统，以进一步提高生产效率。

### 5.2 风机和泵类设备

风机和泵类是长期以来最常用的生产设备，其电气传动装置的容量约占工业电气传动总容量的 50%。

#### 5.2.1 恒速控制

传统上，风机和泵类的电气传动装置多采用恒速控制，其电气传动系统较为简单，一般采用三相交流母线供电、电器控制、笼型异步电动机恒速传动。通常做工厂设计时，按生产中可能需要的最大风量与流量选择风机和泵，并留有一定的裕量。在实际生产中，由于电动机恒速运行，工作在满速，只能通过挡板或阀门来调节风量和流量，因而能源利用率低。

#### 5.2.2 节能控制

近年来，为了节约能源和提高效率，将风机和泵类机械改用能够调速的电气传动装置，通过改变电动机的速度来调

节风量和流量,例如,采用笼型异步电动机变频调速或绕线转子异步电动机串级调速。当前,节能是国家能源发展战略的重要方向,风机和泵类用量大、耗电多,因此,对风机和泵类设备实现节能降耗具有重要的经济效益和社会意义。

### 5.2.3 软起动控制

特大容量的风机和泵类设备需要采用软起动装置,以限制起动电流对电网的冲击,例如,采用大功率无换向器同步电动机或由中压变频器供电的异步电动机实行变频软起动。

## 5.3 调速控制类

调速控制是电气传动装置的重要形式。由于生产机械的多样性,各种不同的设备对调速系统的要求不尽相同,有以下类别的调速控制。

### 5.3.1 一般调速类

这是一类量大面广的调速系统,生产机械针对不同的产品品种或规格,要求有相应的不同运行速度,运行过程中往往要求保持恒速,但对加减速等动态性能没有特殊要求。可以采用转速开环恒压频比的异步电动机变频调速系统或简单的直流调速系统。

### 5.3.2 稳速类

生产机械负载平稳,但要求在各种扰动条件下保持较高的稳速精度长期运行。例如,风洞、橡胶压延机、造纸机等。这类设备主要应满足系统的稳态指标,不要求很高的调速范围及动态性能指标。可选择的电气传动系统方案有:直流不可逆调速系统,单象限运行,可采用锁相技术实现稳速;交流异步或同步电动机变频调速系统,可采用矢量控制。

### 5.3.3 宽调速类

要求100~1000以上的宽调速范围,在最低速时能保持一定静差率的平稳运行,例如,机床的进给机构。宽调速类和稳速类都要求静差率小,但宽调速系统强调低速性能,而稳速系统着眼于长期稳定运行。宽调速的电气传动系统方案与稳速类相似,但为了保证低速性能,常采用永磁直流电动机或矢量控制的永磁同步电动机,在极低速下稳定运行须用锁相技术。

### 5.3.4 高动态性能调速类

有些生产机械,例如,可逆轧钢机、龙门刨床等,需要频繁起制动、加减速或正反转运行,其生产率取决于电气传动系统的快速性,可采用能四象限运行的直流调速系统,矢量控制或直接转矩控制的交流变频调速系统。

### 5.3.5 特殊调速类

有特殊要求的调速系统包括低速大功率调速系统、特高速系统。

对于低速大功率调速系统,例如,球磨机等,可采用交-交变频器供电低速异步电动机或变频控制低速同步电动机直接传动。

对于特高速调速系统,例如,高速磨床、涡轮分子泵、离心机等,需要用高速或超高速异步电动机变频控制。另外,由于电动机高速运转对机械轴承冲击大,机械轴承磨损快,将大幅度缩短轴承和电动机的寿命,为此,近年来发展起来的磁悬浮轴承,利用磁场力将转子悬浮于空间,构成转子和定子之间没有机械接触的新型高速电动机,也日益受到重视。

## 5.4 多电动机协调控制类

生产机械由多个分部(单元)组成,由被加工的工件连

成一体,例如,造纸机、印染机、连轧机等,各分部之间的运行速度必须保持一定的比例关系。要求各分部的电气传动装置协调控制、系统稳定、鲁棒性好、不受电源、负载以及环境变化的影响。其电气传动系统方案可以是直流调速系统或矢量控制的交流调速系统,可增设同步控制器以协调各子系统之间的速度。

## 5.5 伺服(随动)类

伺服系统又称随动系统,例如,数控机床的定位系统、火炮自动瞄准、雷达天线跟踪等,它要求被控系统跟随给定量变化,对电气传动系统的基本要求是快速响应和精确跟随。通常系统的给定量主要是机构的位置或速度,也可以推广到其他物理量。其电气传动系统方案有步进伺服系统、高动态性能和低跟随误差的交流与直流伺服系统等。

## 5.6 张力控制类

在许多带材(如金属带、布带、纸带)和线材(如钢丝、铜线、铝线)生产线中,设有各种卷取机和开卷机,为了使带(线)材卷得紧而齐,保证产品质量,要求在卷取机(或开卷机)与压延机(或张力辊)之间保持张力恒定。其特点是:①带位势性负载,卷取时张力矩是阻力矩;开卷时,张力拖着电动机及其机械运动,电动机处于制动状态。②卷取机和开卷机的控制目标是转矩,而非转速,电动机工作于机械特性的下垂段,即堵转区,特性软。因此,这类生产机械需要采用直流调速系统或矢量控制的交流变频调速系统,设置张力控制器,以实现系统的恒张力或恒线速控制。

## 5.7 升降控制类

提升设备是一类具有位势型负载的生产机械,例如,电梯、卷扬机和起重设备等。其特点是下放重载时,负载中储存的位能释放出来变为动能,负载拖着电动机转动,电动机处于制动状态。一般要求为:①能在较大范围内(10~20)调速,以满足爬行和准确停车的需要,但对调速精度要求不高;②加减速时,须限制速度变化率,且具有良好的速度跟随性能;③停车准确;④当平衡重转矩等于负载转矩时,电动机处于零负载状态,可在电动状态和再生制动状态间平滑过渡。因此,电气传动系统必须具有四象限运行功能。

## 5.8 牵引推进类

近年来,由于电力电子与电气传动技术的进步,电力牵引和推进系统在交通运输领域应用日益广泛。特别是随着全球石油短缺和能源危机的凸显,以及克服大气污染保护环境的需要,发展电动运输工具备受关注,成为电气传动新的研究热点。

### 5.8.1 电气列车

采用电动机传动的电气列车是实现铁路电气化的技术核心。电气列车的传动系统可以采用集中动力的电力机车或分散动力的电动车组牵引方式。分散动力方式的优点是:牵引单元多、动态性能好、可靠性高、编组灵活。这也是高速列车的发展方向。电力机车对电气传动装置的基本要求是:①牵引力大;②调速范围宽;③起、制动快;④驱动特性与负载特性相匹配;⑤抗扰能力强(如抗电源波动和突变);⑥体积小、重量轻、结构适应车辆运行的环境。此外,控制系统还应具有的功能包括:车辆控制、能量回馈、状态监测、故障诊断和安全保护等。传动控制系统、列车控制系统与线路运输系统采用分级管理模式,由通信网络连成计算机

网络控制系统。

### 5.8.2 电动汽车

电动汽车以车载电源为能源,用电动机驱动车轮行驶。由于其能源利用效率高、使用可再生能源或清洁能源、无废气排放和减少污染,已成为未来汽车发展的重要方向。

车载电源和传动装置的类型有:①蓄电池供电电动机传动,例如,铅酸电池、镍氢电池、锂电池等;②电动机与内燃机混合动力装置;③燃料电池供电电动机传动,燃料电池是一种利用氢气和氧气发生化学反应产生电能的电源装置,极有发展前途。

电动汽车对电气传动系统的基本要求是:①宽调速范围。基速以下输出大转矩以适应快速起动、加速、爬坡、频繁起停等需要。基速以上恒功率输出,以适应最高车速、公路飞驰、超车等需要;②电能利用效率优化,以延长持续行车距离;③电动机及其电控装置结构坚固、体积小、重量轻、抗震动;④操作性能符合驾驶习惯,运行平稳;⑤安全可靠、便于维护。现主要采用交流电气传动系统,例如,异步电动机矢量控制系统;永磁同步电动机矢量控制和直接转

矩控制系统,体积小、重量轻、效率高、特别是低速大功率性能突出;开关磁阻电动机,结构简单坚固、起动性能好、没有大电流冲击、效率高,缺点是噪声大和转矩脉动。

### 5.8.3 船舶电力推进

与柴油机机械推进系统相比,采用电动机直接驱动螺旋桨的船舶电力推进系统具有调速范围广、驱动力矩大、易于正反转、设备体积小、布局灵活、安装方便、便于维修、振动和噪声小等优点。近年来,随着电力电子器件、交流技术、传动控制系统以及新能源和新材料等高新技术的飞速发展,船舶电力推进系统正在经历着巨大变革。

船舶电力推进系统的电源大多采用柴油机—发电机组或汽轮机—发电机组发电。新的传动模式突破了原来将推进器安装在船尾的传统模式,将电动机装在船舵中,使舵桨合一,推进器可以360°旋转并安装在船舶的任何部位。也可以在不同部位同时安装多个推进器,以增加船舶的驱动功率和机动能力。目前,大功率电力推进的传动系统主要采用大容量晶闸管变流装置—永磁同步电动机系统。



## 第2章 直流电动机调速系统

### 1 直流电动机调速系统的类型和指标

#### 1.1 直流电动机调速系统的类型

在直流调速系统的主电路中, 直流电动机稳态机械特性的表达式为

$$n = \frac{U - I_a R}{K_e \Phi} = \frac{U}{K_e \Phi} - \frac{R}{K_e \Phi} I_a = n_0 - \Delta n \quad (4.2-1)$$

式中:  $n$  为转速,  $r/min$ ;  $U$  为电枢电压,  $V$ ;  $I_a$  为电枢电流,

$A$ ;  $\Phi$  为励磁磁通,  $Wb$ ;  $K_e$  为由电动机结构决定的电动势常数;  $R$  为电枢回路总电阻,  $\Omega$ , 它包括电枢电阻、可控直流电源内阻以及主电路中所有其他部件的电阻。

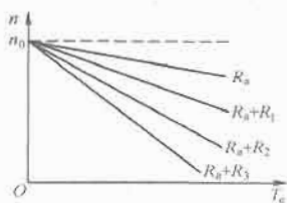
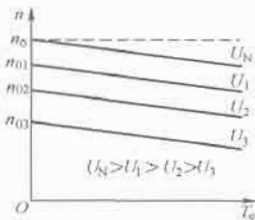
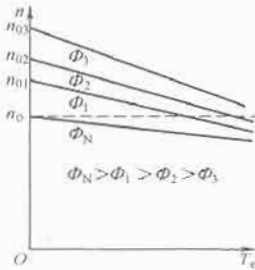
式(4.2-1)表明, 直流电动机调速系统可以分成三类: ①改变电枢回路电阻的调速系统; ②调节电枢电压的调速系统; ③减弱磁通的调速系统。

##### 1.1.1 各类调速系统的特点和性能

常用的直流电动机调速系统以调压调速系统为主, 只需要基速以上恒功率调速时才辅以弱磁升速, 见表 4.2-1。

表 4.2-1

各类直流电动机调速系统的特点和性能

类型	措 施	机械特性	特 点	性 能
改变电阻	保持电枢电压与励磁磁通为额定值不变, 改变电枢回路的串接电阻		理想空载转速不变, 在相同的转矩下, 转速降落随串接电阻的增加而增大, 机械特性的斜率变陡	设备简单, 但只能作有级调速, 转速稳定性差, 低速时效率低
调节电压	保持磁通为额定值不变, 电枢回路不接外加电阻, 仅改变电枢电压		理想空载转速随电压的减少而成比例地降低, 机械特性平行下移, 同样转矩下的转速降落相同, 与电压大小无关	能在基速(额定转速)以下实现恒转矩的平滑调速, 转速稳定性好, 系统效率高, 调速范围宽, 但需要可控直流电源
减弱磁通	保持电枢电压为额定值, 电枢回路不接外加电阻, 靠降低励磁电流来减弱磁通		减弱磁通时理想空载转速增大, 而转速与磁通的平方成反比, 即减弱磁通时的转速降落更大	只能在基速(额定转速)以上的范围内实现恒功率的平滑调速, 转速稳定性好, 效率高, 但调速范围较窄

#### 1.1.2 可控直流电源供电的调压调速系统

调压调速系统需要可控直流电源供电, 常用的可控直流电源有: ①旋转变流机组; ②静止式晶闸管变流器; ③直流斩波器和脉宽调制变换器。由这些可控直流电源供电的调压调速系统是: ①直流发电机—电动机系统; ②晶闸管变流器—电动机系统; ③直流脉宽调制(斩波)调速系统。

##### 1.1.2.1 直流发电机—电动机系统

直流发电机—电动机系统(简称 G-M 系统)在国际上通称 Ward-Leonard 系统, 改变直流发电机的励磁电流大小和方向即可调节输出电压的大小和极性, 从而实现作为负载的直流电动机在允许转矩范围内的四象限运行。但机组设备多, 体积大, 费用高, 效率低, 安装须打地基, 运行有噪

声,维护不方便,自从电力电子器件问世以后,旋转变流机组便逐渐被淘汰。

### 1.1.2.2 晶闸管变流器—电动机系统

晶闸管变流器—直流电动机调速系统(简称V-M系统)的原理图示于图4.2-1中,图中,VT为晶闸管变流器;GT为相控触发装置;M为直流电动机。调节GT的控制电压 $U_c$ 以移动触发脉冲的相位,即可改变可控整流器的平均输出直流电压 $U_d$ ,从而实现直流电动机的平滑调速。

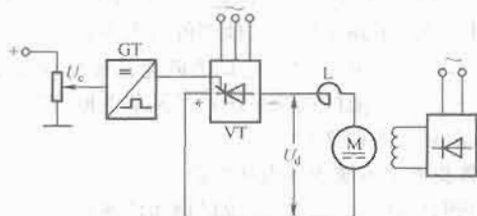


图 4.2-1 晶闸管变流器—直流电动机调速系统(V-M系统)原理图

#### (1) 晶闸管变流器—电动机系统的优点。

1) 晶闸管变流器的功率放大倍数在 $10^4$ 以上,而且工作可靠、效率高,在现有的电力电子器件中晶闸管能够承受最高的电压和电流,因此在大容量应用场合具有重要的地位。

2) 晶闸管的门极电流可以直接用电子控制,控制作用是毫秒级的,和旋转变流机组相比动态性能有很大的改善。

3) 晶闸管变流器是静止装置,占地少、噪声低、维护方便。

#### (2) 晶闸管变流器—电动机系统的不足。

1) 晶闸管是单向导电的,给电动机可逆运行带来困难。

2) 晶闸管采用门极移相触发控制,低速运行时,晶闸管的导通角很小,使系统的功率因数低,谐波电流较大,引起电网电压畸变,需要增设无功补偿装置和谐波滤波装置。

3) 晶闸管对过电压、过电流和过高的 $du/dt$ 与 $di/dt$ 都十分敏感,其中任一项指标超过允许值都可能在很短的时间内损坏晶闸管。不过,现代的晶闸管应用和保护技术已经成熟,装置的运行十分可靠。

#### (3) 晶闸管变流器—电动机系统的工作特性和数学模型。

1) 晶闸管变流器—电动机系统的输入输出呈非线性关系,理想空载平均电压 $U_{d0}$ 与触发脉冲相位角 $\alpha$ 的关系因整流电路的形式而异,当电流波形连续时,其关系可用式(4.2-2)表示

$$U_{d0} = \frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha \quad (4.2-2)$$

式中: $m$ 为交流电源一周内的整流电压脉波数; $U_m$ 为 $\alpha=0$ 时的整流电压波形峰值。

对于不同的整流电路,它们的数值和平均整流电压如表4.2-2所示。

表 4.2-2 不同整流电路的整流电压峰值、脉波数及平均整流电压

整流电路	单相全波	三相半波	三相全波	六相半波
$U_m$	$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{6}U_2$	$\sqrt{2}U_2$
$m$	2	3	6	6
$U_{d0}$	$0.9U_2 \cos \alpha$	$1.17U_2 \cos \alpha$	$2.34U_2 \cos \alpha$	$1.35U_2 \cos \alpha$

①  $U_2$  是整流变压器二次侧额定相电压的有效值。

当 $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ 时, $U_{d0} > 0$ ,变流器处于整流状态,电功

率从交流侧输送到直流侧。

当 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \alpha_{\max}$ 时, $U_{d0} < 0$ ,变流器处于有源逆变状态,电功率从直流侧输送到交流侧。有源逆变状态只能控制到最大移相角 $\alpha_{\max}$ , $\alpha_{\max} < \pi$ ,以免逆变颠覆。

2) 由于整流电压在电源一周内的脉波数 $m$ 有限,表4.2-2中, $m=2、3、6$ ,晶闸管变流器输出的直流电压不可能像直流发电机那样平直,除非主电路电感 $L=\infty$ ,否则输出电流总是脉动的。脉动的幅度受到主电路电感 $L$ 大小和电动机负载轻重的影响,电流波形可能是连续的,或者是断续的。

电流波形连续时,V-M系统的机械特性呈线性关系,断续时,机械特性有显著的非线性因素,影响变流器—电动机系统的运行性能。实践中希望尽量避免或减少发生电流断续的情况,即在低速轻载时尽量使电流连续。通常的方法是设置电感量 $L$ 足够大的平波电抗器,在最小的负载电流 $I_{d\min}$ 时保证电流波形连续。取 $I_{d\min}=(5\% \sim 10\%)I_{dN}$ ,不同整流电路所需要的总电感量(包括平波电抗器和电枢电感)列于表4.2-3中。

表 4.2-3 不同整流电路保证电流波形连续时所需的总电感量

整流电路	单相全波	三相半波	三相全波
总电感量 $L$ (mH)	$L = 2.87 \frac{U_2}{I_{d\min}}$	$L = 1.46 \frac{U_2}{I_{d\min}}$	$L = 0.693 \frac{U_2}{I_{d\min}}$

当变流器容量较大时,增加整流电路相数,或采用多重化技术,都有助于保证电流连续。

3) 晶闸管变流器—电动机系统的机械特性。当电流连续时,V-M系统的机械特性方程式为

$$n = \frac{1}{C_e} (U_{d0} - I_d R) \quad (4.2-3)$$

式中: $C_e$ 为电动机在额定磁通下的电动势系数, $C_e = K_e \varphi_N$ ;  $R = R_a + R_l + R_{rec}$ 为电枢回路总电阻; $R_a$ 为电枢电阻; $R_l$ 为电抗器电阻; $R_{rec}$ 为整流装置内阻。

改变触发相位角 $\alpha$ 可得到不同的 $U_{d0}$ ,相应的机械特性为一组平行的直线。

当电流断续时,由于非线性因素,机械特性方程要复杂得多。以三相半波整流电路构成的V-M系统为例,电流断续时的机械特性可用下列方程组表示:

$$n = \frac{\sqrt{2}U_2 \cos \varphi \left[ \sin \left( \frac{\pi}{6} + \alpha + \theta - \varphi \right) - \sin \left( \frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi \right) e^{-\theta \tan \varphi} \right]}{C_e (1 - e^{-\theta \tan \varphi})} \quad (4.2-4)$$

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi R} \left[ \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha \right) - \cos \left( \frac{\pi}{6} + \alpha + \theta \right) - \frac{C_e}{\sqrt{2}U_2} \theta \right] \quad (4.2-5)$$

式中: $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$ 为阻抗角; $\theta$ 为一个电流脉波的导通角。

图4.2-2是V-M系统的机械特性。当 $\alpha < \pi/2$ 时,变流器处于整流状态,直流电动机工作在电动状态;当 $\alpha > \pi/2$ 时,变流器处于逆变状态,直流电动机工作在回馈制动状态。在电流连续区,显示出较硬的机械特性;在电流断续区,机械特性很软,理想空载转速翘得很高。电流断续区与电流连续区的分界线是 $\theta = 2\pi/3$ 的曲线。

4) 晶闸管触发和整流装置的数学模型。晶闸管触发和整流装置的输入—输出特性一般是非线性的,如图4.2-3所

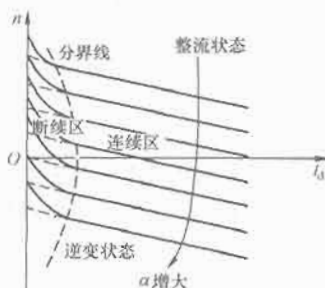
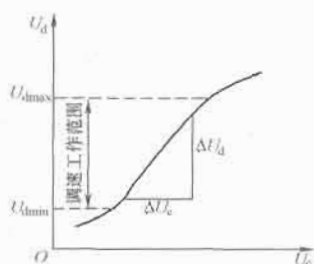


图 4.2-2 V-M 系统机械特性

示。在设计调速系统时，把整个调速范围的工作点都落在输入—输出特性的近似线性范围内，并留有一定的调节余量，则可近似看成线性环节。如果输入量是  $\Delta U_c$ ，输出量是  $\Delta U_d$ ，晶闸管触发电路和整流装置的放大系数  $K_s$  为

$$K_s = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_c} \quad (4.2-6)$$

图 4.2-3 晶闸管触发与整流装置的输入—输出特性和  $K_s$  的测定

在动态过程中，晶闸管触发与整流装置是一个纯滞后环节，其滞后作用是由晶闸管变流器的失控时间引起的，见表 4.2-4。晶闸管一旦导通，控制电压的变化在该晶闸管关断以前就不起作用了，当控制电压  $U_c$  在任意时刻变化时，都要等到下一个自然换相点以后，到达新的控制电压所对应的控制角时才起作用，使  $U_d$  发生变化。由于  $U_c$  发生变化的时刻具有不确定性，故失控时间  $T_s$  是个随机值。最大失控时间  $T_{smax}$  是两个相邻自然换相点之间的时间，它与交流电源频率和晶闸管变流器类型有关，

$$T_{smax} = \frac{1}{mf} \quad (4.2-7)$$

实际计算中也可采用平均失控时间  $T_s = 1/2 T_{smax}$ 。

表 4.2-4 晶闸管变流器的失控时间 ( $f=50\text{Hz}$ )

整流电路	最大失控时间 (ms)	平均失控时间 (ms)
单相半波	20	10
单相全波	10	5
三相半波	6.67	3.33
三相全波	3.33	1.67

取滞后环节的拉氏变换，晶闸管触发与整流装置的传递函数为

$$W_s(s) = \frac{U_d(s)}{U_c(s)} = K_s e^{-T_s s} \quad (4.2-8)$$

考虑到  $T_s$  很小，可忽略高次项，把触发与整流装置近似看作一阶惯性环节，则得

$$W_s(s) \approx \frac{K_s}{1 + T_s s} \quad (4.2-9)$$

### 1.1.2.3 直流脉宽调制（斩波）调速系统

在全控型电力电子器件问世以后，直流斩波器和脉宽调制（PWM）变换器便逐渐取代晶闸管变流器，作为调速系统的可控直流电源，只有全控器件所不能及的大功率系统除外。关于斩波器和 PWM 变换器的主电路、电压和电流波形，可参阅电气工程大典的第 2 卷。

(1) 直流脉宽调制调速系统的优点。

- 1) 变换器主电路简单，需用的功率器件少。
- 2) 全控型器件开关频率高，因此电流容易连续、谐波少、电动机损耗和发热都较小。
- 3) 调速系统低速性能好、稳速精度高、调速范围宽。
- 4) 若与快速响应的电动机配合，则系统频带宽、动态响应快、动态抗扰能力强。
- 5) 电力电子器件在开关状态下工作，导通损耗小，当开关频率适当时，开关损耗也不大，因而系统效率较高。

6) 直流电源采用不控整流，电网功率因数比相控整流器高。

(2) 直流脉宽调制调速系统的机械特性。

在稳态情况下，脉宽调速系统的转矩和转速都有脉动，所谓稳态，是指电动机的平均电磁转矩与负载转矩平衡的状态，机械特性是平均转速与平均转矩（电流）的关系。电流波形也有连续和断续两种情况，当电流方向可逆且波形连续时，机械特性方程式可以用式 (4.2-10) 表示：

$$n = \frac{\gamma U_s}{C_e} - \frac{R}{C_e C_m} M_e = n_0 - \frac{R}{C_e C_m} M_e \quad (4.2-10)$$

式中： $n_0$  为理想空载转速， $n_0 = \gamma U_s / C_e$ ； $\gamma$  为电压系数， $\gamma = U_d / U_s$ ，对于不可逆 PWM 变换器， $\gamma = \rho$ （占空比），对于双极式可逆 PWM 变换器， $\gamma = 2\rho - 1$ ； $U_s$  为直流电源电压； $U_d$  为 PWM 变换器输出平均电压。

图 4.2-4 所示为第一、二象限的机械特性，它适用于带制动作用的不可逆电路。对于双极式可逆电路，机械特性可以扩展到第三、四象限。

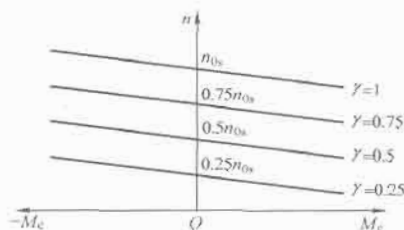


图 4.2-4 直流 PWM 调速系统的机械特性（电流连续）

(3) 直流脉宽调制调速系统的数学模型。

脉宽调制变换器的数学模型与晶闸管变流器相仿，也是带有滞后作用的比例环节 [见式 (4.2-8)]，在一定条件下可等效为惯性环节，其传递函数和式 (4.2-9) 所示相同，只是滞后时间常数比晶闸管变流器更小。当开关频率为 10kHz 时，滞后时间  $T_s = 0.1\text{ms}$ ；当开关频率为 50kHz 时，滞后时间仅为  $T_s = 0.02\text{ms}$ 。

## 1.2 调速系统指标

### 1.2.1 静态性能指标

(1) 调速范围。生产机械要求电动机在额定负载情况下提供的最高转速  $n_{\text{Nmax}}$  和最低转速  $n_{\text{Nmin}}$  之比称作调速范围  $D$ ，即

$$D = \frac{n_{\text{Nmax}}}{n_{\text{Nmin}}} \quad (4.2-11)$$

对于少数负载很轻的机械,也可用实际负载时的转速来定义最高转速  $n_{\max}$  和最低转速  $n_{\min}$ 。

(2) 静差率。当系统在某一转速下运行,负载由理想空载增加到额定值时,电动机转速的变化率称作静差率  $s$ ,即

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} \quad (4.2-12)$$

或用百分数表示为

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} \times 100\% \quad (4.2-13)$$

式中:  $n_0$  为理想空载转速;  $\Delta n_N = n_0 - n_N$  为负载从理想空载增大到额定值时电动机所产生的转速降落。

(3)  $D$  与  $s$  之间的约束关系。调速范围和静差率这两项指标不是彼此孤立的,调速系统的静差率指标应以最低速时所能达到的数值为准,一个调速系统的调速范围,是指在最低速时还能满足所需静差率的转速可调范围。二者之间的约束关系是

$$D = \frac{n_N s}{\Delta n_N (1-s)} \quad (4.2-14)$$

(4) 稳速精度。一般调速系统的稳态精度可以用静差率来衡量,若  $s > 0$ ,称为有静差系统;若  $s = 0$ ,称为无静差系统。对于高精度的调速系统,即使是无静差系统,还要考虑环境温度、供电电压以及其他因素的变化,这时,以电动机的额定转速为基准,转速给定值  $n^*$  与在各种变化条件下的实际值  $n$  之差的相对值称作稳速精度,即

$$\text{稳速精度} = \frac{|n^* - n|}{n_N} \times 100\% \quad (4.2-15)$$

## 1.2.2 动态性能指标

### 1.2.2.1 跟随性能指标

系统的跟随性能指标是在零初始条件下,以系统的输出量  $C(t)$  对输入量  $R(t)$  的动态响应特性来衡量的,通常以单位阶跃给定信号下的过渡过程作为典型的跟随过程,如图 4.2-5 所示,图中的  $C_{\infty}$  是输出量  $C(t)$  的稳态值。

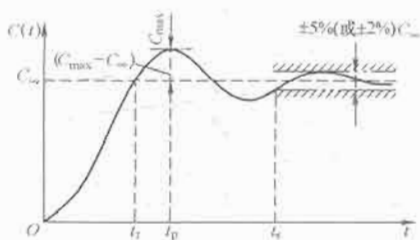


图 4.2-5 阶跃响应过程和跟随性能指标

(1) 上升时间 (或称响应时间)  $t_r$ 。对于有振荡的系统,定义输出量  $C(t)$  从 0 开始第一次上升到  $C_{\infty}$  所需要的时间为上升时间;对于无振荡系统,则定义为从 0 上升到  $C_{\infty}$  的 90% 时所经历的时间。上升时间反映系统动态响应的快速性。

(2) 超调量  $\sigma$  与峰值时间  $t_p$ 。对于有振荡的系统,在超过  $t_r$  以后,输出量将继续升高,到达最大值  $C_{\max}$  后回落。定义  $C_{\max}$  超过  $C_{\infty}$  的百分数为超调量  $\sigma$

$$\sigma = \frac{C_{\max} - C_{\infty}}{C_{\infty}} \times 100\% \quad (4.2-16)$$

到达  $C_{\max}$  的时间  $t_p$  称作峰值时间,一般为响应达到超过  $C_{\infty}$  的第一峰值所需要的时间。对于无振荡系统,  $\sigma = 0$ 。超调量反映系统的相对稳定性。

(3) 调节时间  $t_s$ 。调节时间又称过渡过程时间,它衡量输出量整个调节过程的快慢。为了在线性系统阶跃响应特性上表示调节时间,取稳态值  $\pm 5\%$  (或  $\pm 2\%$ ) 为允许的误差带,当输出量  $C(t)$  到达并不再超出允许误差带时,所经历

的时间称作调节时间。调节时间既反映系统的快速性,也反映其稳定性。

(4) 振荡次数  $k$ 。输出量的实际值在调节时间  $t_s$  内围绕给定值上下摆动的次数。

### 1.2.2.2 抗扰性能指标

在给定值不变时,突加某一使输出量变化的阶跃扰动  $F$  后,输出量的变化过程被称作扰动过程,如图 4.2-6 所示。

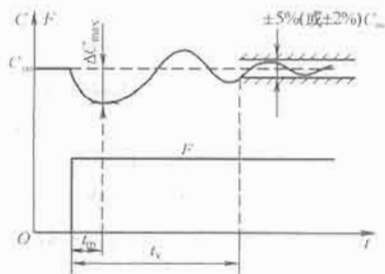


图 4.2-6 阶跃扰动过程和抗扰性能指标

(1) 动态波动量  $\Delta C_{\max}$ 。在阶跃扰动下,输出量的实际值  $C$  与稳态值  $C_{\infty}$  的最大偏差  $\Delta C_{\max}$  称为动态波动量,一般用  $\Delta C_{\max}$  占  $C_{\infty}$  的百分数  $(\Delta C_{\max} / C_{\infty}) \times 100\%$  来表示。在调速系统中,把突加额定负载扰动时的转速降落称为动态速降  $\Delta n_{\max}$ 。

(2) 恢复时间  $t_v$ 。由阶跃扰动作用开始,到输出量恢复到稳态值 (或指定的基准值) 的允许误差带范围 (一般取  $\pm 5\%$  或  $\pm 2\%$ ) 内且不再超出时,所需要的时间称为恢复时间  $t_v$ 。

## 2 转速单闭环控制的直流调速系统

将转速作为负反馈量引入系统中,使之与给定转速进行比较,用比较后的差值对系统进行控制,这就是转速单闭环控制的直流调速系统。

### 2.1 系统的组成和静态性能

#### 2.1.1 系统的结构

转速单闭环直流调速系统如图 4.2-7 所示,被调量是转速  $n$ ,给定量是给定电压  $U_n^*$ ,在电动机轴上安装测速发电机是为了得到与被测转速成正比的反馈电压  $U_n$ ,  $U_n^*$  与  $U_n$  相比较后,得到转速偏差电压  $\Delta U_n$ ,经过比例放大器  $P$ ,产生电力电子变换器 UPE 所需的控制电压  $U_c$ ,比例放大器称作比例 (P) 调节器。

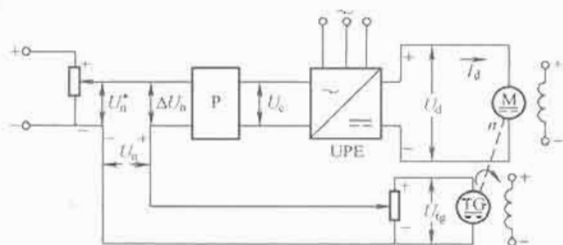


图 4.2-7 转速单闭环直流调速系统原理框图

#### 2.1.2 静特性

图 4.2-8 是单闭环直流调速系统的稳态结构图,闭环系统的静特性方程式可写成

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{R I_d}{C_e (1+K)} = n_{\text{icl}} - \Delta n_{\text{cl}} \quad (4.2-17)$$



式中:  $K = K_p K_s \alpha / C_e$  为单闭环系统的开环放大系数;  $n_{0cl}$  为单闭环系统的理想空载转速;  $\Delta n_{cl}$  为单闭环系统的稳态速降。

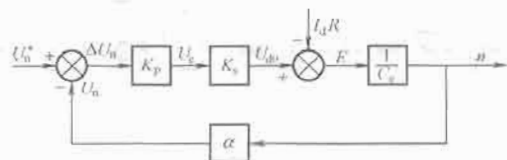


图 4.2-8 转速单闭环直流调速系统稳态结构框图

图 4.2-9 表示闭环系统静特性和开环系统机械特性的关系, 闭环系统的静特性就是由多条开环机械特性上相应的工作点组成的一条特性曲线。

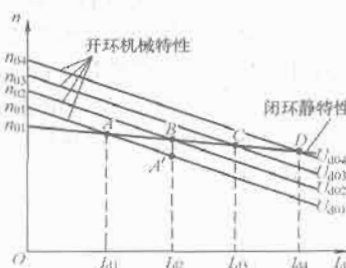


图 4.2-9 闭环系统静特性和开环系统机械特性的关系

### 2.1.3 反馈控制规律

单闭环控制的直流调速系统的上述静态性能和静特性反映了反馈控制的基本规律:

- (1) 只用比例放大器的反馈控制系统, 其被测量仍是具有静差的。
- (2) 反馈控制的作用是抵抗扰动和服从给定。
- (3) 系统的精度依赖于给定和反馈检测的精度。

## 2.2 动态性能

### 2.2.1 动态数学模型

转速单闭环直流调速系统的动态结构是一个三阶的线性系统, 如图 4.2-10 所示。

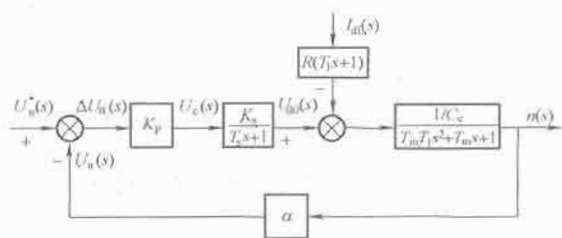


图 4.2-10 反馈控制闭环直流调速系统的动态结构框图  
单闭环系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{U_n(s)}{\Delta U_n(s)} = \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_1 s^2 + T_m s + 1)} \quad (4.2-18)$$

式中:  $K = K_p K_s \alpha / C_e$ 。

单闭环系统的闭环传递函数为

$$\begin{aligned} W_{cl}(s) &= \frac{U_n(s)}{n(s)} \\ &= \frac{K_p K_s}{C_e (1 + K)} \\ &= \frac{T_m T_1 T_s s^3 + \frac{T_m (T_1 + T_s)}{1 + K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1 + K} s + 1} \end{aligned} \quad (4.2-19)$$

### 2.2.2 系统的稳定性

系统的特征方程式为

$$\frac{T_m T_1 T_s s^3}{1 + K} + \frac{T_m (T_1 + T_s)}{1 + K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1 + K} s + 1 = 0 \quad (4.2-20)$$

依照劳斯—赫尔维茨判据, 系统稳定的充分必要条件是

$$K < \frac{T_m (T_1 + T_s) + T_s^2}{T_1 T_s} \quad (4.2-21)$$

因此, 比例调节器的放大系数  $K_p$  应满足下列不等式

$$K_p < \frac{C_e [T_m (T_1 + T_s) + T_s^2]}{K_s \alpha T_1 T_s} \quad (4.2-22)$$

### 2.3 无静差直流调速系统

用 PI 调节器取代图 4.2-7 中的 P 调节器, 可消除稳态静差, 称为转速单闭环无静差直流调速系统, 其原理框图如图 4.2-11 所示。图 4.2-12 是它的动态结构图。

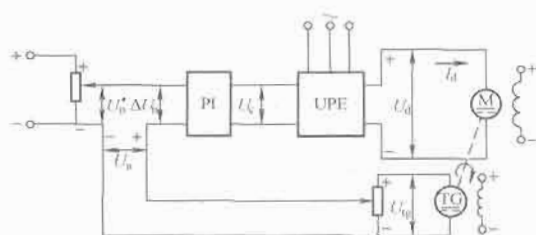


图 4.2-11 转速单闭环直流调速系统原理框图

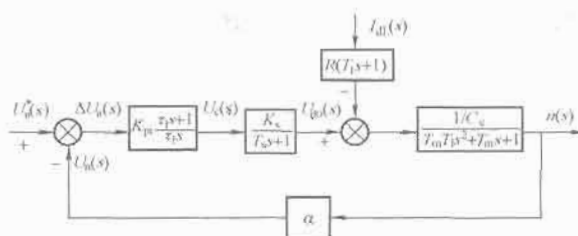


图 4.2-12 转速单闭环无静差直流调速系统的动态结构框图

### 2.4 限流保护

为了限制起动电流和防止过载, 使电枢电流不超过电动机的允许数值, 而又不影响正常运行时的静特性, 可以引入电流截止负反馈。图 4.2-13 画出了带电流截止负反馈环的转速闭环直流调速系统稳态结构框图, 在转速负反馈的基础上增加了一个电流负反馈通道, 其中  $U_{com}$  为比较电压,  $R_s$  是串入主电路的采样电阻。当输入信号  $I_d R_s - U_{com} \leq 0$  时, 电流负反馈电压信号为 0, 该信号被截止, 电动机可正常工作; 当  $I_d R_s - U_{com} > 0$  时, 电流负反馈通道被开通, 使总给定信号 ( $U_n^* - U_i$ ) 下降, 电流被限制在允许范围之内。

当  $I_d R_s - U_{com} \leq 0$  时, 电流负反馈被截止, 系统就是只

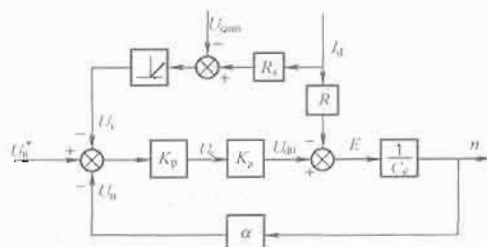


图 4.2-13 带电流截止负反馈环的转速闭环直流调速系统稳态结构框图

有转速负反馈的转速单闭环调速系统, 静特性 CA 段是系统在给定转速下的正常工作段, 具有较大的硬度。

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1+K)} - \frac{R I_d}{C_e (1+K)} \quad (4.2-23)$$

当  $I_d R_s - U_{com} > 0$  时, 电流负反馈与转速负反馈同时存在, 由系统稳态结构图可得相应的静特性为下垂的 AB 段, 呈现出较大的陡度。

$$n = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{C_e (1+K)} - \frac{(R + K_p K_s R_s) I_d}{C_e (1+K)} \quad (4.2-24)$$

如图 4.2-14 所示,  $I_{dhl} \approx (U_n^* + U_{com})/R_s$  称作堵转电流, 可取  $I_{dhl} = (1.5 \sim 2) I_N$ 。  $I_{der} = U_{com}/R_s$  称作截止电流, 可取  $I_{der} = (1.1 \sim 1.2) I_N$ 。

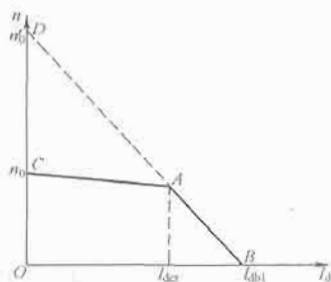


图 4.2-14 带电流截止负反馈的转速闭环直流调速系统的静特性

### 3 转速、电流双闭环直流调速系统

#### 3.1 系统的组成和静态性能

##### 3.1.1 系统的结构

在系统中设置一个电流调节器, 构成电流闭环。电流调节器串联在转速调节器之后, 形成以电流负反馈作为内环、转速负反馈作为外环的双闭环调速系统, 其原理图示于图 4.2-15 中, 为了获得良好的静、动态性能, 转速和电流两个调节器一般都采用 PI 调节器。

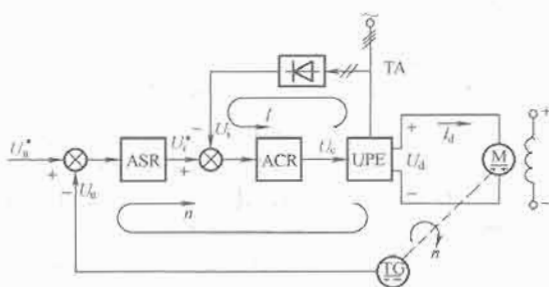


图 4.2-15 转速、电流双闭环直流调速系统

ASR—转速调节器; ACR—电流调节器; TA—电流互感器;  $U_n^*$ —转速给定电压;  $U_n$ —转速反馈电压;  $U_i^*$ —电流给定电压;  $U_i$ —电流反馈电压

ASR 和 ACR 的输出都带限幅作用, ASR 的输出限幅电压  $U_{im}$  决定了电流给定的最大值, ACR 的输出电压  $U_{cm}$  限制了电力电子变换器的最大输出电压  $U_{dm}$ 。

##### 3.1.2 静特性

双闭环调速系统的稳态结构框图如图 4.2-16 所示。

稳态时, PI 调节器的作用使得其输入偏差电压总为零。因此

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (4.2-25)$$

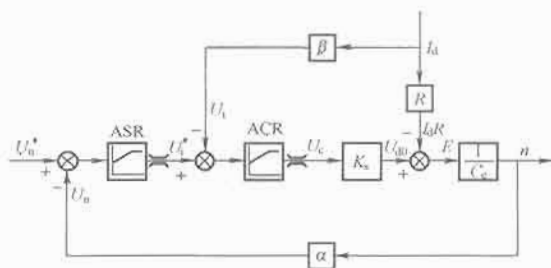


图 4.2-16 转速、电流双闭环直流调速系统的稳态结构框图

$\alpha$ —转速反馈系数;  $\beta$ —电流反馈系数

$$U_i^* = U_i = \beta I_d \quad (4.2-26)$$

转速、电流双闭环调速系统的静特性如图 4.2-17 所示。在 AB 段中, 两个调节器都不饱和, 表现为转速无静差的水平特性。外环的转速调节器起调节作用, 内环的电流调节器只起电流跟随作用。在 BC 段中, ASR 的输出达到饱和值  $U_{im}$  不变, 转速外环呈开环状态。双闭环系统变成电流无静差的单闭环调速系统, 稳态时

$$I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm} \quad (4.2-27)$$

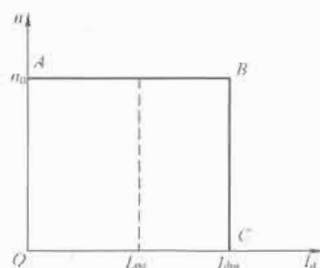


图 4.2-17 转速、电流双闭环直流调速系统的静特性

##### 3.1.3 静态参数计算

当转速调节器不饱和时,  $\Delta U_n = 0$ ,  $n = n_0$ , 则

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n_0 \quad (4.2-28)$$

电流调节器一般都不饱和,  $\Delta U_i = 0$ ,  $I_d = I_{dl}$ , 则

$$U_i^* = U_i = \beta I_d = \beta I_{dl} \quad (4.2-29)$$

电流调节器的输出

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n + I_d R}{K_s} = \frac{C_e U_n^* / \alpha + I_{dl} R}{K_s} \quad (4.2-30)$$

根据各调节器的给定值和反馈值可计算出相应的反馈系数

$$\alpha = \frac{U_{cm}}{n_{max}} \quad (4.2-31)$$

$$\beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}} \quad (4.2-32)$$

两个给定电压的最大值  $U_{cm}^*$  和  $U_{im}^*$  由设计者选定, 仅受允许输入电压和稳压电源的限制。

#### 3.2 动态性能

##### 3.2.1 动态数学模型

图 4.2-18 是转速、电流双闭环直流调速系统的动态结构框图,  $W_{ASR}(s)$  和  $W_{ACR}(s)$  分别表示了转速调节器和电流调节器的传递函数。

##### 3.2.2 起动过程和退饱和超调

图 4.2-19 是转速、电流双闭环直流调速系统带负载电流  $I_{dl}$  起动过程的电流和转速波形。

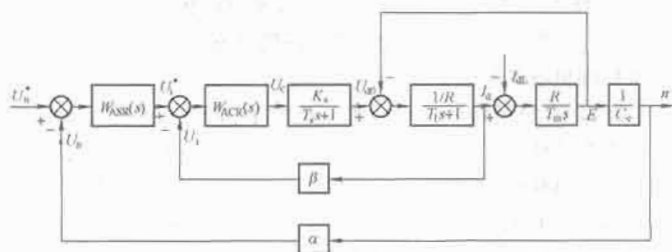


图 4.2-18 转速、电流双闭环直流调速系统的动态结构框图

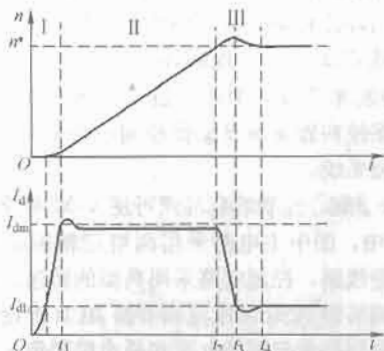


图 4.2-19 转速、电流双闭环直流调速系统的起动过程

起动过程可分为电流上升、恒流升速和转速调节三个阶段，转速调节器在此三个阶段中经历了不饱和、饱和以及退饱和和三种情况。

(1) 第 I 阶段是电流上升阶段 (\$0 \sim t\_1\$)：在 \$I\_d\$ 上升到 \$I\_{d1}\$ 之前，电动机转矩小于负载转矩，转速为零。\$I\_d \geq I\_{d1}\$ 以后，电动机起动，\$I\_d\$ 很快上升，直到最大允许值 \$I\_{dm}\$。

(2) 第 II 阶段是恒流升速阶段 (\$t\_1 \sim t\_2\$)：ASR 始终保持在饱和状态，\$I\_d \approx I\_{dm}\$，电动机转速以恒定的加速度按线性规律上升，直到等于给定值 \$n^\*\$。

(3) 第 III 阶段是转速调节阶段 (\$t\_2\$ 以后)：\$n = n^\*\$ 后，由于 \$I\_d\$ 仍大于负载电流 \$I\_{d1}\$，电动机继续加速，转速超过了给定值 \$n^\*\$，使 ASR 从饱和状态退出，这种现象叫做退饱和和超调。此后，\$U\_i\$ 和 \$I\_d\$ 很快下降，到 \$t = t\_3\$ 时，\$I\_d = I\_{d1}\$，转速才到达峰值。其后，在 \$t\_3 \sim t\_4\$ 时间内，\$I\_d < I\_{d1}\$，电动机在负载的作用下减速，直到稳定。如果调节器参数整定得不够好，会有一段振荡的过程。

### 3.2.3 动态抗扰性能

图 4.2-20 中画出了转速、电流双闭环直流调速系统的动态结构图以及负载电流和电网电压变化的扰动作用点。

(1) 抗负载扰动。负载电流扰动 \$I\_{d1}\$ 的作用点在电流环之外，只能靠转速调节器来抑制，在设计转速调节器时，要求有较好的抗负载扰动能力。

(2) 抗电网电压扰动。电网电压变化扰动用 \$\pm \Delta U\_d\$ 表示，其作用点在电流环内，可以通过电流反馈得到及时的调

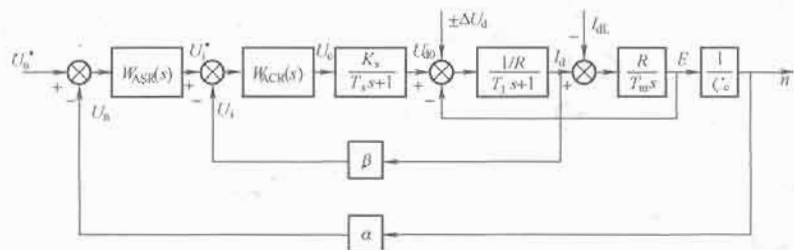


图 4.2-20 转速、电流双闭环直流调速系统的

节，不必等它影响到转速以后才反馈回来，所以双闭环系统抗电网电压扰动的能力较强。

## 4 可逆直流调速系统

### 4.1 可逆直流脉宽调速系统

#### 4.1.1 主电路

中、小功率的可逆直流调速系统多采用由电力电子功率开关器件组成的桥式可逆 PWM 变换器，如图 4.2-21 所示。功率开关器件可采用 IGBT，在小容量系统中可用智能功率模块 IPM，其中，IGBT、续流二极管、驱动电路以及过流、欠压保护等都封装在一起。

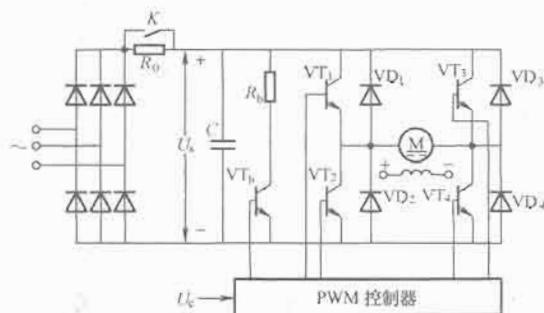


图 4.2-21 桥式可逆直流脉宽调速系统主电路原理图

突加电源时，滤波电容 \$C\$ 相当于短路，会产生很大的充电电流，容易损坏整流二极管，因此在整流器和滤波电容之间串接电阻 \$R\_0\$，用以限制充电电流。上电后，经过延时或当直流电压达到一定值时，闭合接触器触点 \$K\$ 把 \$R\_0\$ 旁路，以免在运行中造成附加损耗。

#### 4.1.2 电能回馈与泵升电压的限制

在直流 PWM 调速系统中，当电动机制动时，传动系统的动能变成电能回馈到电源侧，但由于不可控整流器的能量单向传递性，电能不可能通过整流装置送回交流电网，只能向滤波电容充电，从而使电压升高，称为“泵升电压”。过高的泵升电压将超过电力电子器件的耐压限制值，为此，滤波电容容量不能太小，一般几 kW 的调速系统需要几千 \$\mu F\$ 的电容。在大容量或负载有较大惯量的系统中，不可能只靠电容器来限制泵升电压，图 4.2-21 中间部分的开关器件 \$VT\_1\$ 和电阻 \$R\_0\$ 提供了能量释放回路，它受到 PWM 控制器的控制，当 PWM 控制器检测到泵升电压高于了规定值时，开关器件 \$VT\_1\$ 导通，使多余的动能以能耗制动的方式消耗在放电电阻 \$R\_0\$ 中。

在大容量的调速系统中，如果希望使电能回馈到交流电网，以取得更好的制动效果和节能，可以在二极管整流器输出端并接逆变器实现电能的回馈。

### 4.2 晶闸管相控可逆直流调速系统

#### 4.2.1 晶闸管变流器可逆电路和环流问题

改变电枢电压的极性，或者改变励磁磁通的方向，都能够改变直流电动机的旋转方向。当直流电动机采用电力电子装置供电时，由于电力电子器件的单向导电性，要改变其输出极性，问题就要复杂一些，常采用反并联的可逆电路。

##### 4.2.1.1 晶闸管变流器的反并联可逆电路

在励磁电流维持额定且方向不变时，需要改变电枢电流方向来改变电动机的转矩方向，这时

单组晶闸管装置供电的系统已不适用,通常采用两组晶闸管可控整流装置 VF 和 VR 反并联的可逆电路,如图 4.2-22 所示。

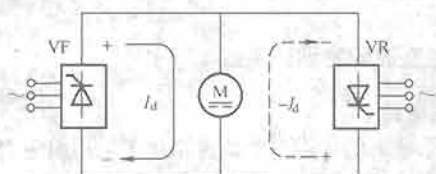


图 4.2-22 两组晶闸管可控整流装置反并联可逆电路

采用两组晶闸管可控整流装置反并联可逆电路的特点是能够产生正反两个方向的电枢电流。当  $I_d = +$  时,正组晶闸管装置 VF 处于整流工作状态; $I_d = -$  时,反组晶闸管装置 VR 处于整流工作状态。当电动机正向运行需要制动时,可利用反组逆变,使电能回馈交流电网;同样,反向制动时,用正组逆变使能量回馈。表 4.2-5 归纳了 V-M 可逆系统反并联的工作状态。两组晶闸管装置分别由两套触发装置控制,能灵活地控制电动机的起、制动和升、降速。但在一般情况下不允许让两组晶闸管装置同时处于整流状态,否则将造成电源短路,因此对控制电路提出了严格的要求。

表 4.2-5 V-M 系统反并联可逆电路的工作状态

V-M 系统的工作状态	正向运行	正向制动	反向运行	反向制动
电枢端电压极性	+	+	-	-
电枢电流极性	+	-	-	+
电动机旋转方向	+	+	-	-
电动机运行状态	电动	回馈发电	电动	回馈发电
晶闸管工作的组别和状态	正组、整流	反组、逆变	反组、整流	正组、逆变
机械特性所在象限	一	二	三	四

注 表中各量的极性均以正向电动运行时为“+”。

#### 4.2.1.2 可逆电路中的环流

在应反并联的 V-M 可逆电路时,在一定的条件下,会产生不流过负载而直接在两组晶闸管之间流通的短路电流,称作环流,如图 4.2-23 中的  $I_c$  所示。

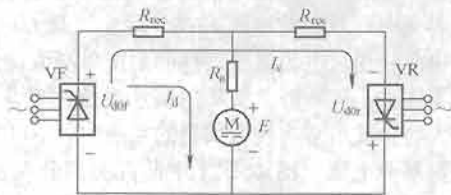


图 4.2-23 反并联可逆 V-M 系统中的环流

$I_d$ —负载电流; $I_c$ —环流; $R_{rec}$ —整流装置内阻;  
 $R_a$ —电枢电阻

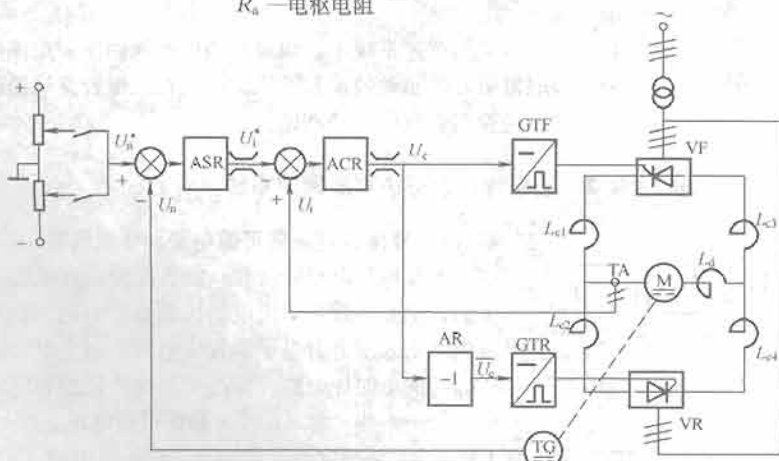


图 4.2-24  $\alpha = \beta$  配合控制的有环流可逆 V-M 系统原理框图

GTF—正组触发装置;GTR—反组触发装置

在不同情况下,会出现不同性质的环流:

(1) 静态环流——反并联可逆电路在一定控制角下稳定运行时出现的环流。

1) 直流平均环流——由晶闸管装置的平均直流电压差所产生的环流。

2) 瞬时脉动环流——在两组装置控制角的一定配合下,平均直流电压差虽然为零,但因电压波形不同,存在瞬时的电压差,仍会产生瞬时的脉动环流。

(2) 动态环流——仅在可逆 V-M 系统的动态过程中出现的环流。

#### 4.2.2 有环流晶闸管相控可逆直流调速系统

直流平均环流和瞬时脉动环流都是两组晶闸管装置在一定控制角下稳定运行时出现的环流,直流平均环流可以用  $\alpha = \beta$  配合控制来消除,而瞬时脉动环流却是自然存在的,这样的控制系统叫做  $\alpha = \beta$  配合控制有环流可逆调速系统,又称自然环流系统。

采用  $\alpha = \beta$  配合控制的有环流可逆 V-M 系统原理框图示于图 4.2-24 中,图中主电路采用两组三相桥式晶闸管装置反并联的可逆线路,控制电路采用典型的转速、电流双闭环系统,转速调节器 ASR 和电流调节器 ACR 都设置了双向输出限幅,以限制最大起制动电流和最小控制角  $\alpha_{min}$  与最小逆变角  $\beta_{min}$ 。为了保证  $\alpha = \beta$  配合控制,用同一个控制电压  $U_c$  去控制两组触发装置,正组触发装置 GTF 由  $U_c$  直接控制,反组触发装置 GTR 由  $\bar{U}_c = -U_c$  控制,  $\bar{U}_c$  是经过反号器 AR 后获得的。图中有五个电抗器,  $L_d$  是平波电抗器,用以避免直流电动机的电枢电流断续,  $L_{c1}$ 、 $L_{c2}$ 、 $L_{c3}$  和  $L_{c4}$  的作用是抑制瞬时脉动环流,称作环流电抗器,或称均衡电抗器。

设  $\alpha_f$  和  $\alpha_r$  分别为 VF 和 VR 的控制角。当正组处于整流状态、平均输出直流电压  $U_{dof} = +$  时,强迫让反组处于逆变状态,平均直流电压  $U_{dor} = -$ ,并且幅值与  $U_{dof}$  相等,即  $U_{dor} = -U_{dof}$ ,逆变电压  $U_{dor}$  恰好把整流电压  $U_{dof}$  顶住,则直流平均环流为零。由于

$$U_{dof} = U_{dmax} \cos \alpha_f$$

$$U_{dor} = U_{dmax} \cos \alpha_r$$

为了满足上述控制要求,应有

$$\cos \alpha_r = -\cos \alpha_f \text{ 或 } \alpha_r + \alpha_f = 180^\circ$$

如果反组的逆变角用  $\beta_r$  表示,则

$$\alpha_f = \beta_r$$

因此能够消除直流平均环流的控制方法称作  $\alpha = \beta$  配合控制。

采用同步信号为锯齿波的触发电路时,移相控制特性是线性的,如图 4.2-25 所示。为了实现  $\alpha = \beta$  配合控制,可将两组晶闸管装置的触发脉冲零位都定在  $90^\circ$ ,即当控制电压  $U_c = 0$  时,使  $\alpha_0 = \beta_0 = \alpha_{r0} = 90^\circ$ ,此时  $U_{dof} = U_{dor} = 0$ 。移相时,  $\alpha_f$  和  $\beta_r$  同时变化,但始终保持  $\alpha_f = \beta_r$ 。

在工程上为了更可靠地消除直流平均环流,有时采用  $\alpha_f \geq \beta_r$  控制。同时,为了防止逆变颠覆,必须在控制电路中进行限幅,形成最小逆

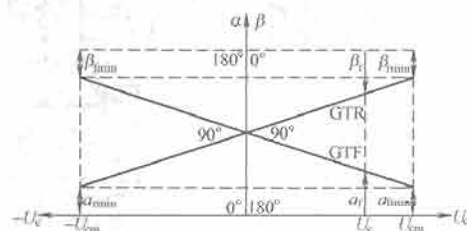


图 4.2-25  $\alpha = \beta$  配合控制特性





并且不能再视作常数。所以在弱磁调速时,需要随磁通实时地改变调节器的参数,用微机数字控制实现的调压与弱磁配合控制调速,能及时地改变调节器的参数,从而满足控制系统的要求,获得良好的调速性能。

考虑到电枢回路的动态方程和运动方程式为

$$U_{ab} - E = R(I_d + M_L \frac{dI_d}{dt}) \quad (4.2-37)$$

$$M_e - M_L = \frac{GD^2}{375} \cdot \frac{dn}{dt} \quad (4.2-38)$$

弱磁过程的直流电动机动态结构图绘于图 4.2-29 中,其中励磁电流  $i_f$  与磁通  $\Phi$  之间的非线性函数关系可用饱和曲线表示。

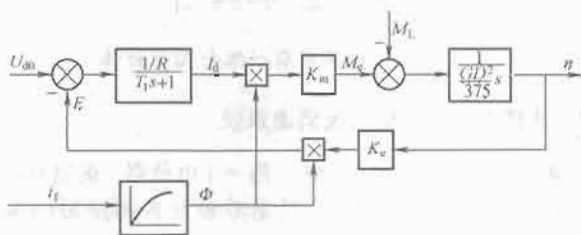


图 4.2-29 弱磁过程直流电动机的动态结构图

在弱磁过程中直流电动机是一个非线性对象,原则上应使转速调节器 ASR 具有可变参数,以适应磁通的变化。一种简单的办法是在 ASR 后面增设一个除法环节,使其输出量(表示  $T^*$ )除以磁通  $\Phi$  后再送给 ACR 作为输入量,如图 4.2-30 所示。如果忽略电流环小时间常数  $1/K_i$  的影响,则  $\div \Phi$  和  $\times \Phi$  两个非线性环节相邻,可以对消,使 ASR 的控制对象简化成线性的。ASR 便可按一般的线性系统方法来设计。在微机数字控制系统中,调节器的参数可以随磁通实时地变化,可以进一步考虑电流环小时间常数的影响。

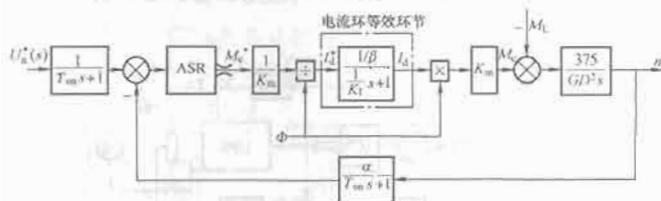


图 4.2-30 弱磁控制系统中的转速环结构图

## 6 模拟控制和数字控制

### 6.1 模拟控制系统

#### 6.1.1 模拟控制系统的特点

模拟控制系统所有的调节器均用运算放大器实现。模拟系统具有物理概念清晰、控制信号流向直观等优点,便于学习入门,但其控制规律体现在硬件电路和所用的器件上,因而线路复杂、通用性差,控制效果受到器件的性能、温度等因素的影响。

#### 6.1.2 模拟调节器的实现

图 4.2-31 为含给定滤波和反馈滤波的 P 调节器原理图,  $U^*$  为给定电压,  $U_f$  为反馈电压,  $U_o$  为调节器的输出。

根据运算放大器的电路原理,可以容易地导出比例系数和滤波时间常数

$$K_i = \frac{R_i}{R_o} \quad (4.2-39)$$

$$T_o = \frac{1}{4} R_o C_i$$

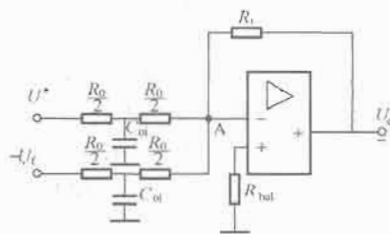


图 4.2-31 含给定滤波与反馈滤波的 P 型调节器

图 4.2-32 为含给定滤波和反馈滤波的 PI 调节器原理图。

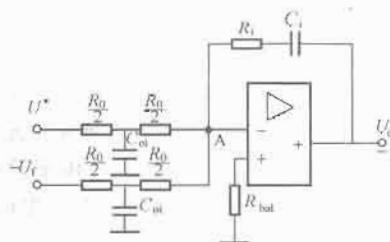


图 4.2-32 含给定滤波与反馈滤波的 PI 型调节器

根据运算放大器的电路原理,可以导出积分时间常数

$$\tau_i = R_i C_i \quad (4.2-41)$$

比例系数和滤波时间常数与 P 调节器相同。

### 6.2 数字控制系统

#### 6.2.1 数字控制的特征

以微处理器为核心的数字控制系统(简称微机数字控制系统)硬件电路的标准化程度高,制作成本低,且不受器件温度变化的影响;其控制软件能够进行逻辑判断和复杂运算,可以实现不同于一般线性调节的最优化、自适应、非线性、智能化等控制规律,而且更改起来灵活方便。总之,微机数字控制系统的稳定性好,可靠性高,可以提高控制性能,此外,还拥有信息存储、数据通信和故障诊断等模拟控制系统无法实现的功能。

微机数字控制系统的主要特点是离散化和数字化。

(1) 一般控制系统的控制量和反馈量都是模拟的连续信号,为了把它们输入计算机,必须首先在具有一定周期的采样时刻对它们进行实时采样,形成一连串的脉冲信号,即离散的模拟信号,这就是离散化。

(2) 采样后得到的离散模拟信号本质上还是模拟信号,不能直接送入计算机,还需要经过数字量化,即用一组数码(如二进制码)来逼近离散模拟信号的幅值,将它转换成数字信号,这就是数字化。

离散化和数字化的结果导致了时间上和量值上的不连续性,将引起下列负面效应:

(1) 模拟信号可以有无穷多的数值,而数码总是有限的,用数码来逼近模拟信号是近似的,会产生量化误差,影响控制精度和平滑性。

(2) 经过计算机运算和处理后输出的信号仍是一个时间上离散、量值上数字化的信号,显然不能直接作用于被控对象,必须由数模转换器 D/A 和保持器将它转换为连续的模拟量,再经放大后驱动被控对象。但是,保持器会提高控制系统传递函数分母的阶次,使系统的稳定裕量减小,甚至会破坏系统的稳定性。

#### 6.2.2 控制对象的离散化

在数字控制系统中,当采样频率足够高时,可以直接当



积分分离法能有效抑制振荡,或减小超调,常用于转速调节器。

## 7 调速系统中的信号检测

### 7.1 连续的模拟量检测

图 4.2-34 是调速控制系统的结构示意图,常用的反馈信号是电压、电流、转速、位置等。

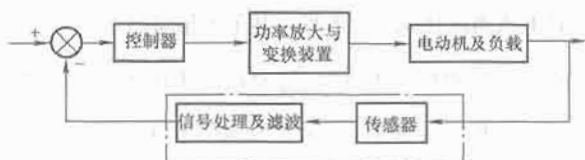


图 4.2-34 调速控制系统结构示意图

#### 7.1.1 模拟量的采集

为了真实可靠地得到电压、电流、转速和位置等反馈信号,并实现功率电路(强电)和控制器(弱电)之间的电气隔离,需要相应的传感器。常用的电压、电流传感器有电磁式或霍尔感应式的,其输出信号多为连续的模拟量,而转速和位置传感器的输出信号因传感器的类型而异,可以是连续的模拟量(如测速发电机),也可以是离散的数字量(如旋转编码器)。

由于控制系统对反馈通道上的扰动无抑制能力。所以,信号传感器必须有足够高的精度,才能保证控制系统的准确性。

#### 7.1.2 信号处理及滤波

信号转换和数据处理包括电压匹配、极性转换、脉冲整形等,对于计算机数字控制系统而言,必须将传感器输出的模拟或数字信号变换为可用于计算机运算的数字量。数据处理的另一个重要作用是去伪存真,即从带有随机扰动的信号中筛选出反映被测量的真实信号,去掉随机扰动信号,以满足控制系统的需要。常用的数据处理方法是信号滤波,模拟控制系统则采用模拟器件构成的滤波电路。

### 7.2 数字量的检测

数字量的检测分为两种,一种是对模拟量进行数字化,另一种是直接检测数字量。

#### 7.2.1 模拟量的数字化

##### 7.2.1.1 连续信号的离散化

对模拟量进行数字化时,首先对连续信号进行采样,形成一连串的脉冲信号,即离散的模拟信号,这就是离散化,如图 4.2-35 所示。

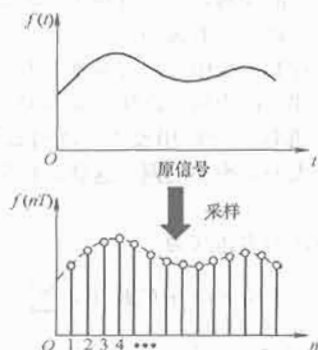


图 4.2-35 连续信号的离散化

##### 7.2.1.2 连续信号的数字化

对离散信号首先经保持器保持,再进行数字量化,即用一组数码(如二进制码)来逼近离散的模拟信号,如图 4.2-36 所示。

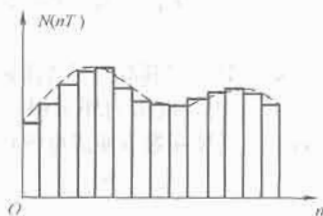


图 4.2-36 连续信号的数字化

### 7.2.2 数字测速

数字测速是由传感器直接给出数字信号,具有测速精度高、分辨能力强、受器件影响小等优点,被广泛地应用于调速要求高、调速范围大的调速系统和伺服系统。

#### 7.2.2.1 旋转编码器

旋转编码器是转速或转角的检测元件,旋转编码器与电动机同轴相连,当电动机转动时,带动编码器旋转,便发出转速或转角信号。旋转编码器可分为绝对式和增量式两种。绝对式编码器在码盘上分层刻上表示角度的二进制数码或循环码(格雷码),绝对式编码器常用于检测转角,在伺服系统中得到广泛的使用。增量式编码器在码盘上均匀地刻制一定数量的光栅,如图 4.2-37 所示,又称作脉冲编码器。当电动机旋转时,码盘随之一起转动,记录下脉冲编码器在一定的时间间隔内发出的脉冲数,就可以推算出这段时间内的转速。

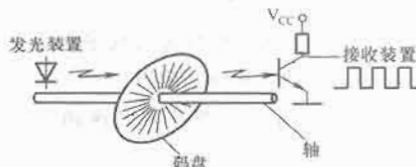


图 4.2-37 增量式旋转编码器示意图

脉冲序列能正确地反映转速的高低,但不能鉴别转向。为了获得转速的方向,增加一对发光与接收装置,两对发光与接收装置错开光栅节距的  $1/4$ ,使两组脉冲序列 A 和 B 的相位相差  $90^\circ$ ,如图 4.2-38 所示。正转时 A 相超前 B 相;反转时 B 相超前 A 相。采用简单的鉴相电路就可以分辨出转向。

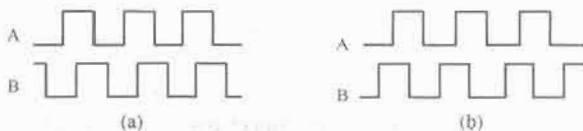


图 4.2-38 区分旋转方向的 A、B 两组脉冲序列  
(a) 正转; (b) 反转

常用的旋转编码器光栅数有 1024、2048、4096 等。再增加光栅数,将大大增加旋转编码器的制作难度和成本。采用倍频电路可以有效地提高转速分辨率而不增加光栅数,一般多采用四倍频电路,大于四倍频的电路较难实现。设旋转编码器的光栅数为  $N$ ,倍频系数为  $k$ ,则电动机每转一圈发出  $z = kN$  个脉冲。

##### 7.2.2.2 数字测速的精度指标

(1) 分辨率。分辨率是用来衡量一种测速方法对被测转



速变化的分辨能力的,在数字测速方法中,使用改变一个计数数字所对应的转速变化量来表示分辨率,用符号  $Q$  表示。当被测转速由  $n_1$  变为  $n_2$  时,引起记数值改变了一个字,则该测速方法的分辨率是

$$Q = n_2 - n_1 \quad (4.2-56)$$

分辨率  $Q$  越小,测速的精度越高。

(2) 测速误差率。转速实际值和测量值之差  $\Delta n$  与实际值  $n$  之比定义为测速误差率,记作

$$\delta = \frac{\Delta n}{n} \times 100\% \quad (4.2-57)$$

测速误差率反映了测速方法的准确性,  $\delta$  越小,准确度越高。测速误差率的大小决定于测速元件的制造精度,与测速方法有关。

### 7.2.2.3 数字测速方法

常用的数字测速方法有三种: M 法、T 法和 M/T 法。

(1) M 法测速。记取一个采样周期内旋转编码器发出的脉冲个数来算出转速的方法称为 M 法测速,又称测频法测速。

在采样周期  $T_c$  内记录下旋转编码器输出的脉冲个数  $M_1$ ,把  $M_1$  除以  $Z$  得到在  $T_c$  时间内电动机所转的圈数,在习惯上,  $T_c$  是以秒为单位,而转速是以转/分为单位,故可得以下计算公式

$$n = \frac{60M_1}{ZT_c} \quad (4.2-58)$$

式中:  $n$  为转速, r/min;  $M_1$  为时间  $T_c$  内的脉冲个数;  $Z$  为旋转编码器每转输出的脉冲个数乘以倍频系数;  $T_c$  为采样周期, s。

实现 M 法测速的方法是:由系统的定时器按采样周期的时间定期地发出一个时间到的信号,而计数器则记录下在两个采样脉冲信号之间的旋转编码器的脉冲个数,如图 4.2-39 所示。

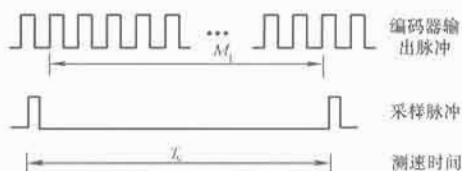


图 4.2-39 M 法测速原理示意图

M 法测速的分辨率为

$$Q = \frac{60(M_1 + 1)}{ZT_c} - \frac{60M_1}{ZT_c} = \frac{60}{ZT_c} \quad (4.2-59)$$

可见,用 M 法测速的分辨率与转速的大小无关。

M 法测速误差率的最大值为

$$\delta_{\max} = \frac{1}{M_1} \times 100\% \quad (4.2-60)$$

$M_1$  与转速成正比,转速越低时,  $M_1$  越小,误差率越大,测速的准确度越低,故 M 法测速适用于高速段。

(2) T 法测速。T 法测速是测出旋转编码器两个输出脉冲之间的间隔时间来计算转速,又称测周法测速。T 法测速同样也用计数器实现,与 M 法测速不同的是,它所计的是计算机发出的高频时钟脉冲个数  $M_2$ ,以旋转编码器输出的脉冲的边沿作为计数器的起始点和终止点,如图 4.2-40 所示。

设在旋转编码器两个输出脉冲之间计数器记录了  $M_2$  个时钟脉冲,而时钟脉冲的频率是  $f_0$  (1/s),则  $M_2/f_0$  是旋转编码器输出脉冲的周期,故电动机转一圈的时间是  $zM_2/f_0$ 。

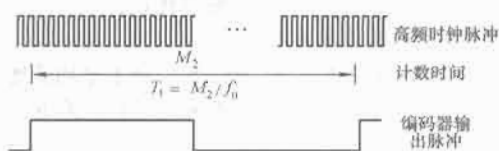


图 4.2-40 T 法测速原理示意图

同样地,需要把时间单位从秒调整为分,由此得到电动机的转速是

$$n = \frac{60f_0}{zM_2} \quad (4.2-61)$$

T 法测速的分辨率为

$$Q = \frac{60f_0}{Z(M_2 - 1)M_2} \quad (4.2-62)$$

综合式 (4.2-61) 和式 (4.2-62) 可得

$$Q = \frac{Zn^2}{60f_0 - Zn} \quad (4.2-63)$$

由此可见, T 法测速的分辨率  $Q$  值的大小与转速有关。转速越低,  $Q$  越小,测速装置的分辨能力则越强。与 M 法测速相比, T 法测速的优点就在于低速时对转速的变化具有较强的分辨能力,从而提高了系统在低速段的控制性能。

T 法测速误差率的最大值为

$$\delta_{\max} = \frac{1}{M_2 - 1} \times 100\% \quad (4.2-64)$$

低速时,编码器相邻脉冲间隔时间长,测得的高频时钟脉冲个数  $M_2$  多,所以误差率小,测速精度高,故 T 法测速适用于低速段,与 M 法正好相反。

(3) M/T 法测速。把 M 法和 T 法结合起来,既检测  $T_c$  时间内旋转编码器输出的脉冲个数  $M_1$ ,又检测同一时间间隔内的高频时钟脉冲个数  $M_2$ ,用来计算转速,称作 M/T 法测速。M/T 法测速的原理示意图见图 4.2-41。它的关键是要求实际的检测时间(称为检测周期)与旋转编码器的输出脉冲严格一致。

在 M/T 法测速中,电动机的转速为

$$n = \frac{60f_0M_1}{ZM_2} \quad (4.2-65)$$

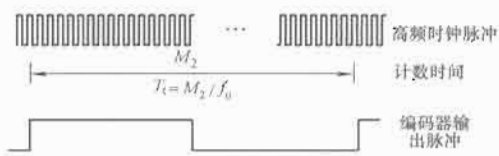


图 4.2-41 M/T 法测速原理示意图

在高速段,分辨率可用式 (4.2-66) 求得

$$Q = \frac{60f_0(M_1 + 1)}{ZM_2} - \frac{60M_1}{ZM_2} = \frac{60f_0}{ZM_2} \quad (4.2-66)$$

而  $M_2 \approx f_0 T_c$ ,代入式 (4.2-66) 可得

$$Q = \frac{60}{ZT_c} \quad (4.2-67)$$

这与 M 法测速的分辨率式 (4.2-59) 完全相同。

在转速很低时,  $M_1 = 1$ ,  $M_2$  随转速变化,其分辨率与 T 法测速的分辨率式 (4.2-62) 完全相同。因此, M/T 法测速无论是在高速还是在低速都有较强的分辨能力。

### 7.2.3 数字滤波

在检测得到的信号中,不可避免地要混入一些干扰信号。采用模拟控制时,常用由硬件组成的滤波器(如 RC 滤波电路)来滤除干扰信号;在数字控制中,硬件电路只对编码器输出脉冲起整形和倍频作用,靠软件来实现数字滤波。

数字滤波具有使用灵活、修改方便等优点。

### 7.2.3.1 算术平均值滤波

设有  $N$  次采样值  $X_1, X_2, \dots, X_N$ , 算术平均值滤波就是找到一个值  $Y$ , 使  $Y$  与各次采样值之差的平方和

$$E = \sum_{i=1}^N (Y - X_i)^2 \text{ 最小, 令 } dE/dY = 0 \text{ 得}$$

$$Y = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N X_i \quad (4.2-68)$$

算术平均值滤波的优点是算法简单, 缺点是需要较多的采样次数才能有明显的平滑效果。在一般的算术平均值滤波中, 各次采样值是同等对待的, 若主要重视当前的采样值, 附带也考虑过去的采样值, 可以采用加权算术平均值滤波。

$$Y = \sum_{i=1}^N a_i X_i \quad (4.2-69)$$

其中,  $a_1 + a_2 + \dots + a_N = 1$ , 在一般情况下,  $0 < a_1 \leq a_2 \leq \dots \leq a_N$ 。

### 7.2.3.2 中值滤波

将最近连续三次采样值排序, 使得  $X_1 \leq X_2 \leq X_3$ , 取这三个采样值的中值  $X_2$  为有效信号, 舍去  $X_1$  和  $X_3$ 。这样的中值滤波能有效地滤除偶然型干扰脉冲 (作用时间短、幅值大), 当干扰信号作用时间相对较长 (大于采样时间) 则无能为力。

### 7.2.3.3 中值平均滤波

设有  $N$  次采样值, 排序后得  $X_1 \leq X_2 \leq \dots \leq X_N$ , 去掉最大值  $X_N$  和最小值  $X_1$ , 剩下的取算术平均值即为滤波后的值  $Y$ 。

$$Y = \frac{1}{N-2} \sum_{i=2}^{N-1} X_i \quad (4.2-70)$$

中值平均滤波是中值滤波和算术平均值滤波的结合, 既能滤除偶然型干扰脉冲, 又能平滑滤波, 但程序较为复杂, 运算量较大。

## 第3章 交流异步电动机调速系统

### 1 交流异步电动机调速系统的分类

交流调速系统的多种方案虽然早已问世,并已获得实际应用,但其性能长期以来无法与直流调速系统相匹敌。直到20世纪60~70年代,随着电力电子技术的发展,实现了采用电力电子变换器的交流传动系统,而大规模集成电路和计算机控制的出现,更使高性能交流调速系统得到发展,交流可调传动控制系统已成为当前电气传动控制的主要发展方向。

#### 1.1 按用途分类

- (1) 风机、泵类节能调速。
- (2) 一般性能的工艺调速。
- (3) 高性能的交流调速系统和伺服系统。
- (4) 特大容量、极高转速的交流调速。

#### 1.2 按转差功率分类

在交流异步电动机中,从定子传入转子的电磁功率  $P_m$  可分成两部分:一部分  $P_{\text{mech}} = (1-s)P_m$  是拖动负载的有效功率,称作机械功率;另一部分  $P_r = sP_m$  是传输给转子电路的转差功率,与转差率  $s$  成正比,如图4.3-1所示。从能量转换的角度看,转差功率是否增大,是消耗掉还是得到回收,是评价调速系统效率高低的标志。从这点出发,可以把异步电动机的调速系统分成三类。

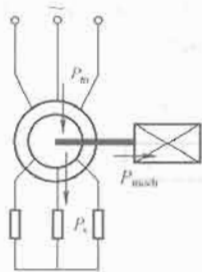


图 4.3-1 交流异步电动机功率流向示意图

(1) 转差功率消耗型调速系统。这种类型的全部转差功率都转换成热能消耗在转子回路中,减压调速、转差离合器调速、转子串电阻调速都属于这一类。在三类异步电动机调速系统中,这类系统的效率最低,而且越到低速时效率越低,它是以增加转差功率的消耗来换取转速的降低的(恒转矩负载时)。可是这类系统结构简单,设备成本最低,在软起动器和轻载降压节能中还有应用。

(2) 转差功率馈送型调速系统。在这类系统中,一部分转差功率被消耗掉,大部分则通过变流装置回馈给电网或从电网输入,转速越低,馈送的功率越多,绕线转子异步电动机串级调速系统或双馈电动机调速系统都属于这一类。这类系统的效率比较高,但要增加一些设备。

(3) 转差功率不变型调速系统。在这类系统中,无论转速高低,转差功率中的转子铜耗部分基本不变,变极对数调速和变压变频调速方法属于此类。其中变极对数调速是有级的,应用场合有限。只有变压变频调速应用最广,效率最高,但需增设变压变频装置。

### 2 转差功率消耗型变压调速系统

#### 2.1 异步电动机变压调速系统的主电路及机械特性

当异步电动机的参数不变时,在相同的转速下,电磁转

矩  $M_e$  与定子电压  $U_s$  的二次方成正比,改变定子外加电压就可以改变电动机在一定负载转矩下的转速。

##### 2.1.1 主电路

交流调压器一般用三对晶闸管反并联或三个双向晶闸管分别串接在三相电路中(见图4.3-2),用相位控制改变输出电压。

图4.3-3为采用晶闸管反并联的异步电动机可逆和制动电路,其中,晶闸管1~6控制电动机正转运行,反转时,可由晶闸管1、4和7~10提供逆相序电源,同时也可用于反接制动。当需要能耗制动时,可以根据制动电路的要求选择某几个晶闸管不对称地工作,例如让1、2、6三个器件导通,其余均关断,就可使定子绕组中流过半波直流电流,对旋转着的电动机转子产生制动作用。必要时,还可以在制动电路中串入电阻以限制制动电流。

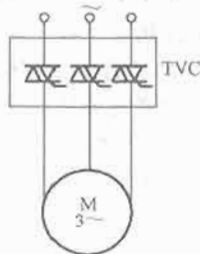


图 4.3-2 晶闸管交流调压器变压调速 TVC—双向晶闸管交流调压器

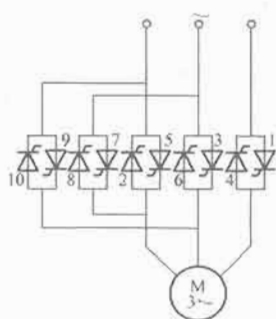


图 4.3-3 采用晶闸管反并联的可逆和制动电路

##### 2.1.2 变压调速机械特性

假定:①忽略空间和时间谐波;②忽略磁饱和;③忽略铁耗,异步电动机的稳态等效电路如图4.3-4所示。图中: $R_s$ 、 $R'_r$ 为定子每相电阻和折合到定子侧的转子每相电阻; $L_{ls}$ 、 $L'_{lr}$ 为定子每相漏感和折合到定子侧的转子每相漏感; $L_m$ 为定子每相绕组产生气隙主磁通的等效电感,即励磁电感; $U_s$ 、 $\omega_1$ 为定子相电压和供电角频率; $s$ 为转差率。

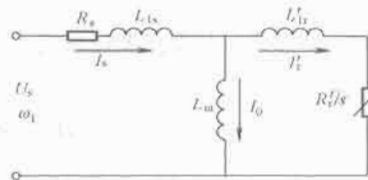


图 4.3-4 异步电动机的稳态等效电路

在一般情况下,  $L_m \gg L_{ls}$ , 相当于将上述假定条件的第③条改为“忽略铁耗和励磁电流”。这时异步电动机的机械特性方程式为

$$M_e = \frac{3n_p U_s^2 R'_r / s}{\omega_1 \left[ \left( R_s + \frac{R'_r}{s} \right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2 \right]} \quad (4.3-1)$$

它表明,当转速或转差率一定时,电磁转矩与定子电压的二次方成正比。这样,不同电压下的机械特性便如图4.3-5所示,图中,  $U_{sN}$  表示额定定子电压。

将式(4.3-1)对 $s$ 求导,并令 $dM_e/ds=0$ ,则对应于最大转矩时的转差率为

$$s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_l^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}} \quad (4.3-2)$$

最大转矩为

$$M_{\max} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_l [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_l^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}]} \quad (4.3-3)$$

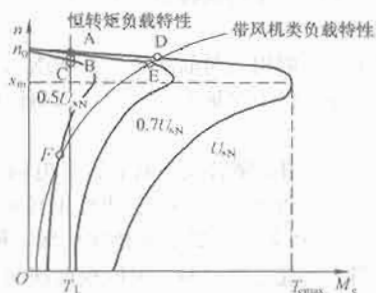


图 4.3-5 异步电动机在不同电压下的机械特性

由图 4.3-5 可见,带恒转矩负载 $M_L$ 工作时,普通笼型异步电动机变电压时的稳定工作点为 A、B、C,转差率 $s$ 的变化范围不超过 $0 \sim s_m$ ,调速范围有限。如果带风机类负载运行,则工作点为 D、E、F,调速范围可以稍大一些。为了能在恒转矩负载下扩大调速范围,并使电动机能在较低转速下运行而不致过热,要求电动机转子有较高的电阻值,成为交流力矩电动机,其变压机械特性如图 4.3-6 所示。显然,带恒转矩负载时的变压调速范围增大了,堵转工作也不致烧坏电动机。

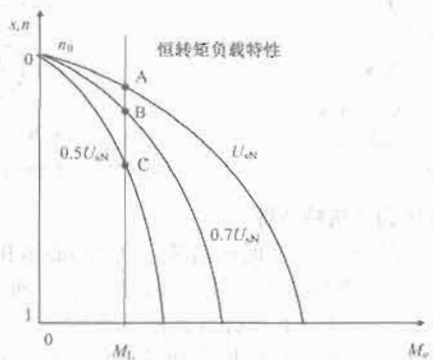


图 4.3-6 高转子电阻电动机(交流力矩电动机)在不同电压下的机械特性

## 2.2 闭环控制的异步电动机变压调速系统

### 2.2.1 系统结构

带转速负反馈的闭环控制变压调速系统如图 4.3-7 所示。

### 2.2.2 静态特性

图 4.3-8 是闭环控制变压调速系统的静态特性,由系统放大系数决定的闭环系统静特性可以很硬。采用 PI 调节器时也可以做到无静差。改变给定信号 $U_n^*$ ,可使静特性上下平行移动。

异步电动机闭环变压调速系统的静态特性左右两边都有极限,它们是额定电压 $U_N$ 下的机械特性和最小输出电压 $U_{\min}$ 下的机械特性。当负载变化时,如果电压调节到极限值,闭环系统便失去控制能力,系统的工作点只能沿着极限开环特性变化。

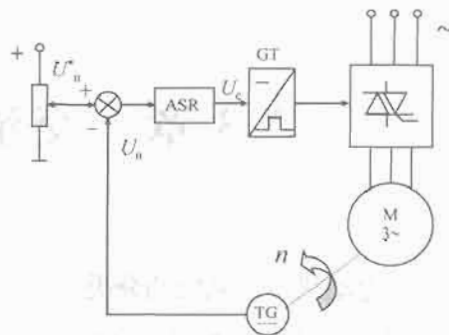


图 4.3-7 带转速负反馈闭环控制的交流变压调速系统

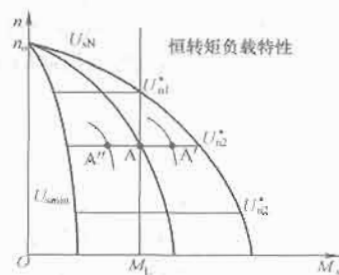


图 4.3-8 闭环控制交流变压调速系统的静特性

带转速负反馈闭环控制的交流变压调速系统的静态结构图如图 4.3-9 所示。图中: $K_s = U_s/U_e$ 为晶闸管交流调压器和触发装置的放大系数; $\alpha = U_n/n$ 为转速反馈系数;ASR 采用 PI 调节器; $n = f(U_s, M_e)$ 是式(4.3-1)所表达的异步电动机机械特性方程式,它是一个非线性函数。

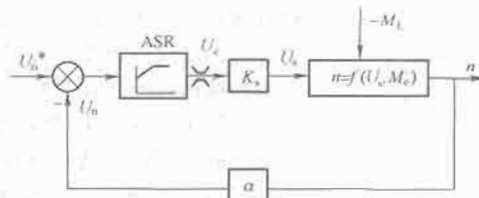


图 4.3-9 异步电动机闭环控制变压调速系统的静态结构图

## 2.3 在软起动器和轻载减压节能中的应用

### 2.3.1 软起动器

对于小容量的三相异步电动机,只要供电网络和变压器的容量足够大(一般要求比电动机容量大 4 倍以上),而供电线路并不太长(起动电流造成的瞬时电压降落低于 10%~15%),可以直接通电起动。对于容量大一些的电动机,起动电流大,会使电网压降过大,影响其他用电设备的正常运行,甚至使该电动机本身根本起动不起来。这时,必须采取措施来降低其起动电流,常用的办法是减压起动。减压起动只适用于中、大容量电动机空载(或轻载)起动的场合。

带电流闭环的电子控制软起动器可以限制起动电流并保持恒值,直到转速升高后电流自动衰减下来,见图 4.3-10 中的曲线③,起动时间也短于一级减压起动。主电路采用晶闸管交流调压器时,可以连续改变其输出电压来保证恒流起动,到达稳态时用接触器给晶闸管旁路,以免晶闸管不必要地长期工作。视起动时所带负载的大小,起动电流可在 $(0.5 \sim 4) I_N$ 之间调整,以获得最佳的起动效果。负载略重或静



摩擦转矩较大时,可在起动时突加短时的脉冲电流,以缩短起动时间。软起动的功能同样也可以用于制动,用以实现软停车。

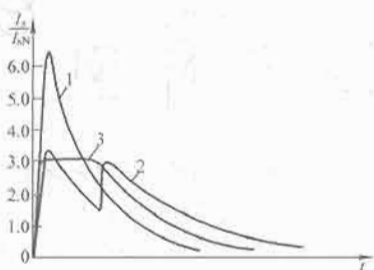


图 4.3-10 异步电动机起动过程与电流冲击  
1—直接起动; 2—一级减压起动; 3—软起动器

### 2.3.2 轻载减压节能运行

三相异步电动机运行时的总损耗  $\Sigma p$  为

$$\Sigma P = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{Cu} + P_{mech} + P_s \quad (4.3-4)$$

式中:  $P_{Cu} = 3I_s^2 R_s$  为定子铜损;  $P_{Fe} = 3U_s^2 / R_{Fe}$  为铁损;  $P_{Cu} = 3I_r^2 R_r$  为转子铜损;  $P_{mech}$  为机械损耗;  $P_s$  为杂散损耗。

当电动机在额定工况下运行时,输出功率大,总损耗只占很小的部分,效率较高,一般可达 75%~95%,最大效率发生在  $(0.7 \sim 1.1)P_{2N}$  的范围内。电动机容量越大时,  $\eta_N$  越高。空载或轻载时,电磁转矩很小,转子电流  $I_r$  很小,  $P_{Cu}$  很小;但气隙磁通  $\Phi_m$  基本不变,因此  $P_{Fe}$ 、 $P_{mech}$ 、 $P_s$  基本不变,定子电流受励磁电流  $I_0$  的牵制,并没有转子电流降低得那么多。总之,轻载时效率  $\eta$  将急剧降低。如果电动机长期轻载运行,将无谓地消耗许多电能。

为了减少轻载时的能量损耗,关键是降低气隙磁通  $\Phi_m$ ,这样可以同时降低铁损  $P_{Fe}$  和励磁电流  $I_0$ ,降低定子电压可以达到这一目的。但是,如果过分降低电压和磁通,转子电流  $I_r$  必然增大,则定子电流  $I_s$  反而可能增加,铁损的降低将被铜损的增加填补,效率反而更差了。如图 4.3-11 所示,当负载转矩一定时,轻载减压节能有一个最佳电压值,此时效率最高,这样的  $\eta = f(U_s)$  曲线可由试验取得。

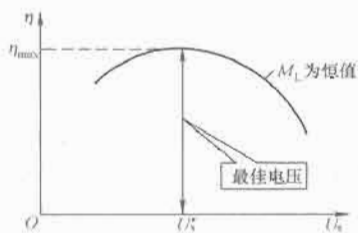


图 4.3-11 轻载降压节能的效率曲线与最佳电压值 ( $M_L$  为恒值时)

## 3 转差功率馈送型绕线转子异步电动机调速系统

绕线转子异步电动机的特点就是转子绕组可以通过集电环与外电路连接,从而馈送(馈入或馈出)电功率,并调节电动机的转速。只从转子馈出功率的系统称作串级调速系统,对于更一般的情况,既可从转子馈出,又可馈入的系统称作双馈调速系统。

### 3.1 绕线转子异步电动机串级调速系统

#### 3.1.1 基本原理

绕线转子异步电动机串级调速系统的特点就是在转子侧

串入一个可变频、可变幅的附加电动势,用以调节电动机的转速。

当异步电动机运行时,其转子相电动势为

$$E_r = sE_{r0} \quad (4.3-5)$$

式中:  $E_{r0}$  为绕线转子异步电动机在转子不动时的相电动势,或称转子开路电动势,也就是转子额定相电压值。

当转子短路时,转子相电流  $I_r$  可以表示为

$$I_r = \frac{sE_{r0}}{\sqrt{R_r^2 + (sX_{r0})^2}} \quad (4.3-6)$$

式中:  $X_{r0}$  为  $s=1$  时的转子绕组每相漏抗。

如在转子绕组回路中引入一个可控的同频率的交流附加电动势  $E_{add}$ ,与转子电动势  $E_r$  同相对接,如图 4.3-12 所示。则转子相电流变成

$$I_r = \frac{sE_{r0} - E_{add}}{\sqrt{R_r^2 + (sX_{r0})^2}} \quad (4.3-7)$$

未串电动势前,电动机原在某一转差率  $s_1$  下稳定运行。引入对接的  $E_{add}$  后,使转子电流  $I_r$  降低,电磁转矩减少,但负载转矩未变,因而电动机减速,直到转差率增加到  $s_2 (> s_1)$  时,转子电流又恢复原值,即

$$\frac{s_1 E_{r0}}{\sqrt{R_r^2 + (s_1 X_{r0})^2}} = I_r = \frac{s_2 E_{r0} - E_{add}}{\sqrt{R_r^2 + (s_2 X_{r0})^2}}$$

同理,若减少  $E_{add}$ ,可使转速升高。因此转子串接可控的附加电动势可以调节转速。

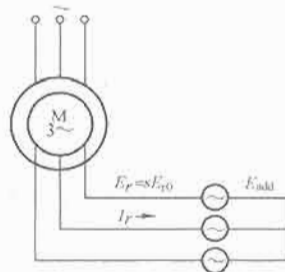


图 4.3-12 绕线转子异步电动机转子附加电动势的原理图

#### 3.1.2 系统结构

(1) 电气串级调速系统。直接获得可变频、可变幅又有所需相位的交流电动势比较困难,较方便的办法是将转子电压先整流成直流电压,再引入一个可控的直流附加电动势,来实现上述调速功能。

采用不可控整流器将转子电动势整流成直流电压,再用工作在有源逆变状态的晶闸管可控整流装置作为产生附加直流电动势的电源,将转差功率逆变后回馈到交流电网,这样的系统称作电气串级调速系统,又称 Scherbius 系统,如图 4.3-13 所示。

可以把逆变器 UI 改成由开关器件(如 IGBT)组成的 PWM 逆变器,以取代由晶闸管组成的有源逆变装置,可以克服晶闸管装置带来的一些缺点。

(2) 机械串级调速系统。机械串级调速系统(或称 Kramer 系统)的原理图如图 4.3-14 所示。图中,在交流绕线转子异步电动机同轴上还装有一台直流电动机,异步电动机的转差功率经整流后输送给直流电动机,变换为机械功率,帮助异步电动机拖动负载。直流电动机的电动势相当于附加电动势,调节直流电动机的励磁电流  $I_f$  可以改变交流电动机的转速。

(3) 内馈串级调速系统。内馈串级调速系统的结构与 Kramer 系统相似,在异步电动机定子中装有另一套绕组,称作调节绕组。转差功率经交一直一交功率变换单元变换成

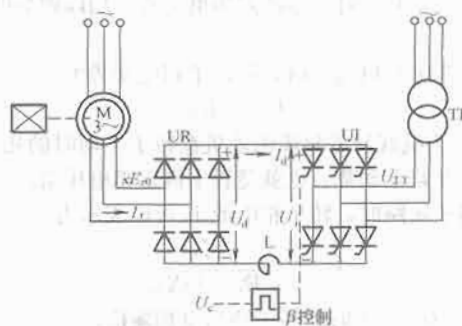


图 4.3-13 电气串级调速系统原理图

TI—逆变变压器；L—平波电抗器； $sE_{r0}$ —绕组转子异步电动机的转子相电动势； $U_d$ —三相不可控整流装置 UR 的输出直流电压； $U_i$ —处于有源逆变状态的三相可控整流装置 UI 所提供的可调直流电动势

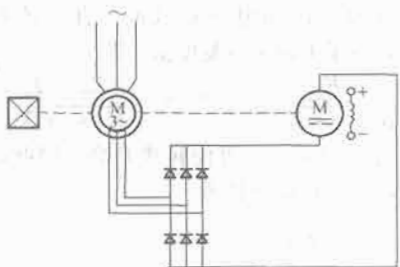


图 4.3-14 机械串级调速系统原理图

工频功率后送到调节绕组上，作为附加的定子功率送给电动机，以取代 Kramer 系统中的直流电动机，同样能获得恒功率调速的效果。但这时必须专门制造有两套定子绕组的绕组转子异步电动机，如图 4.3-15 所示。

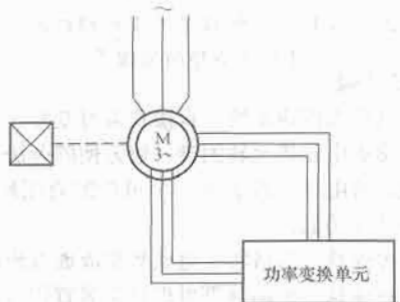


图 4.3-15 内馈串级调速系统

(4) 斩波控制的串级调速系统。采用相控的晶闸管逆变器时，需从电网吸收无功功率，功率因数较差。在直流回路设置斩波器，可以改变直流电压，而让逆变器的  $\beta$  角保持允许的最小值不变，即可提高系统功率因数。图 4.3-16 绘出了斩波控制的串级调速系统原理图，图中 CH 是直流斩波器，当它接通时，逆变器输出的附加电动势被短接（ $E_{add} = 0$ ），断开时，输出电动势最大（ $E_{add} = U_i$ ）。设斩波器的开关周期为  $T$ ，开关接通的时间为  $\tau$ ，则逆变器经 CH 送出的平均电动势为  $(T-\tau)U_i/T$ ，改变占空比  $(T-\tau)/T$  即可调节平均电动势的大小，从而调节异步电动机的转速。

### 3.1.3 机械特性

在串级调速系统中，由于电动机的极对数与旋转磁场转速都不变，因此同步转速不变，而理想空载转速能够连续平滑地调节，所以串级调速系统的机械特性是近似平行下移

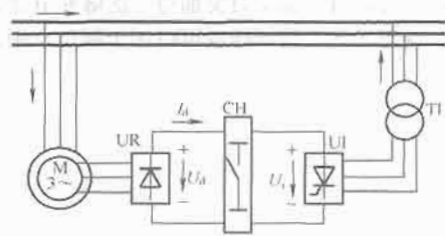


图 4.3-16 斩波控制串级调速系统原理图

的，和直流电动机变压调速的机械特性基本一致。

令  $n_{syn}$  为异步电动机的同步转速； $n_0$  为串级调速时的理想空载转速。

当系统在理想空载状态下运行时， $I_d = 0$ ，设转子整流装置和逆变装置的电路形式相同，则转子直流回路的电压平衡方程式为

$$s_0 E_{r0} = U_{zT} \cos \beta$$

式中： $s_0$  为异步电动机在串级调速时对应于某一  $\beta$  角的理想空载转差率。

因此

$$s_0 = \frac{U_{zT} \cos \beta}{E_{r0}} \quad (4.3-8)$$

相应的理想空载转速  $n_0$  为

$$n_0 = n_{syn}(1 - s_0) = n_{syn} \left( 1 - \frac{U_{zT} \cos \beta}{E_{r0}} \right) \quad (4.3-9)$$

改变逆变角  $\beta$  时， $s_0$  和  $n_0$  都相应改变， $\beta$  角的调节范围对应于电动机调速范围的上、下限，一般逆变角的下限设为  $30^\circ$ ，是为了防止逆变颠覆而设置的最小逆变角  $\beta_{min}$ 。

图 4.3-17 绘出了串级调速系统的主电路及相应的等效电路。考虑到转子与逆变变压器的电阻和换相重叠压降后，转子直流回路的稳态方程式如下：

(1) 转子整流电路的输出电压为

$$U_d = 2.34 s E_{r0} \cos \alpha_p - I_d \left( \frac{3}{\pi} s X_{D0} + 2R_D \right) \quad (4.3-10)$$

(2) 逆变器直流侧电压为

$$U_i = 2.34 U_{T2} \cos \beta + I_d \left( \frac{3}{\pi} X_T + 2R_T \right) \quad (4.3-11)$$

(3) 直流回路电压平衡方程式为

$$U_d = U_i + I_d R_L \quad (4.3-12)$$

式中： $R_L$  为直流平波电抗器的电阻； $R_T$  为折算到二次侧的逆变变压器每相等效电阻， $R_T = R'_{T1} + R_{T2}$ ； $X_T$  为折算到二次侧的逆变变压器每相等效漏抗， $X_T = X'_{T1} + X_{T2}$ ； $\alpha_p$  为强迫延迟换相角。

换相重叠角  $\gamma$  随着整流电流  $I_d$  的增大而增加，其关系是

$$\gamma = \arccos \left( 1 - \frac{2X_{D0} I_d}{\sqrt{6} E_{r0}} \right) \quad (4.3-13)$$

当  $I_d$  较小时， $\gamma$  处在  $0^\circ \sim 60^\circ$  之间，整流电路各器件都在对应相电压波形的自然换相点换相，整流波形正常。随着负载电流的增加，使  $\gamma > 60^\circ$ ，器件在自然换相点未能结束换相，从而迫使延迟换相，产生强迫延迟换相角  $\alpha_p$ ，于是，转子整流电路有三种不同工作状态：

(1) 第一种工作状态： $0^\circ \leq \gamma \leq 60^\circ$ ， $\alpha_p = 0^\circ$ ，转子整流电路处于正常的不可控整流状态。

(2) 第二种工作状态： $\gamma = 60^\circ$ ， $0^\circ < \alpha_p < 30^\circ$ ，由于强迫延迟换相，转子整流电路类似于可控整流工作状态， $\alpha_p$  角相当于控制角。

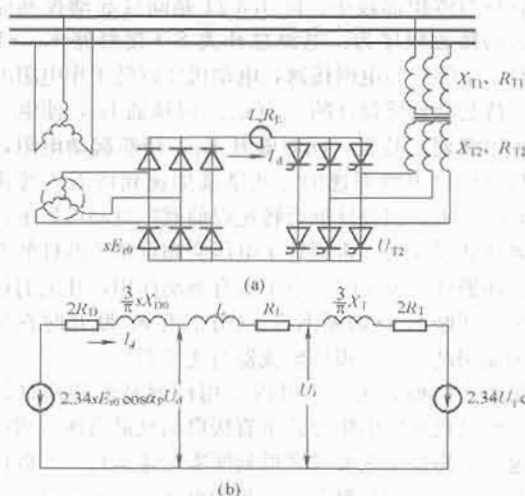


图 4.3-17 串级调速系统

(a) 主电路; (b) 等效电路

(3) 第三种工作状态:  $\gamma > 60^\circ, \alpha_p = 30^\circ$ , 转子整流电路中出现 4 个器件同时导通, 形成两组晶闸管换相重叠现象, 这是一种非正常的故障状态, 在实际工作中应该防止。

由式 (4.3-10) ~ 式 (4.3-12), 并计及  $s = (n_0 - n)/n_0$ , 可以得到串级调速时的机械特性方程式

$$n = n_0 \left[ \frac{2.34(E_{r0} \cos \alpha_p - U_{T2} \cos \beta) - I_d \left( \frac{3X_{D0}}{\pi} + \frac{3X_T}{\pi} + 2R_T + 2R_D + R_L \right)}{2.34E_{r0} \cos \alpha_p - \frac{3}{\pi} X_{D0} I_d} \right] \quad (4.3-14)$$

或写成

$$n = \frac{1}{C_E} (U - I_d R_\Sigma) \quad (4.3-15)$$

其形式与直流电动机的机械特性相似。等号右侧第一项是转子直流回路电压

$$U = 2.34(E_{r0} \cos \alpha_p - U_{T2} \cos \beta) \quad (4.3-16)$$

第二项  $I_d R_\Sigma$  是总电阻压降, 其中

$$R_\Sigma = \frac{3X_{D0}}{\pi} + \frac{3X_T}{\pi} + 2R_T + 2R_D + R_L \quad (4.3-17)$$

而分母则是电动势系数  $C_E$ , 即

$$C_E = \frac{2.34E_{r0} \cos \alpha_p - \frac{3}{\pi} X_{D0} I_d}{n_0} = \frac{U_{d0} - \frac{3}{\pi} X_{D0} I_d}{n_0} \quad (4.3-18)$$

式中:  $U_{d0} = 2.34E_{r0} \cos \alpha_p$ 。

与直流电动机机械特性不同的是, 在串级调速系统中,  $C_E$  是负载电流的函数, 它是使机械特性成为非线性的重要因素。

如果忽略转子铜耗, 转子整流器的输出功率就是电动机的转差功率

$$P_s = \left( 2.34sE_{r0} \cos \alpha_p - \frac{3sX_{D0}}{\pi} I_d \right) I_d$$

因此, 电磁转矩为

$$M_e = \frac{1}{\Omega_0} \left( 2.34E_{r0} \cos \alpha_p - \frac{3X_{D0}}{\pi} I_d \right) I_d = C_M I_d \quad (4.3-19)$$

式中:  $\Omega_0 = 2\pi n_0/60$  为理想空载机械角速度, rad/s。

$C_M = (U_{d0} - 3X_{D0} I_d/\pi)/\Omega_0$  为串级调速系统的转矩系数, 它也是电流  $I_d$  的函数。与电动势系数  $C_E$  相比可知,  $C_M = 30C_E/\pi$ 。

当转子整流电路处于第一和第二种工作状态时, 其机械特性分别属于第一和第二工作区, 图 4.3-18 中绘出了异步电动机串级调速时的机械特性。

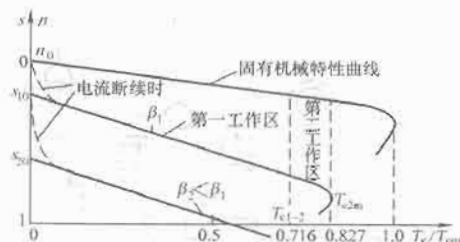


图 4.3-18 异步电动机串级调速时的机械特性

(1) 第一工作区:  $\alpha_p = 0, U_{d0} = 2.34E_{r0}$ , 机械特性方程式可简化为

$$\frac{M_e}{M_{e1m}} = \frac{4}{\frac{\Delta s_{1m}}{\Delta s_1} + \frac{\Delta s_1}{\Delta s_{1m}} + 2} \quad (4.3-20)$$

式中:  $M_{e1m}$  为第一工作区电磁转矩的计算最大值;  $\Delta s_{1m} = s_{1m} - s_{10}$  为在给定  $\beta$  值下, 从理想空载到计算最大转矩点的转差率增量;  $\Delta s_1 = s - s_{10}$  为在相应的  $\beta$  值下, 由负载引起的转差率增量;  $s_{10}$  为相应  $\beta$  值下的理想空载转差率。而

$$s_{1m} = 2s_{10} + \frac{\frac{3X_T}{\pi} + 2R_T + 2R_D + R_L}{\frac{3X_{D0}}{\pi}} \quad (4.3-21)$$

(2) 第二工作区:  $\alpha_p \neq 0, \gamma = 60^\circ$ , 机械特性方程式为

$$\frac{M_e}{M_{e2m}} = \frac{4 \cos^2 \alpha_p}{\frac{\Delta s_{2m}}{\Delta s_2} + \frac{\Delta s_2}{\Delta s_{2m}} + 2} \quad (4.3-22)$$

式中:  $\Delta s_{2m} = s_{2m} - s_{20}$  为计及强迫换相, 对应于某一  $\alpha_p$  值时的转差率增量;  $\Delta s_2 = s - s_{20}$  为在给定  $\beta$  与  $\alpha_p$  值下, 由负载引起的转差率增量;  $s_{20}$  为相应  $\beta$  与  $\alpha_p$  值下的理想空载转差率,  $s_{20} = U_{T2} \cos \beta / E_{r0} \cos \alpha_p$ 。而

$$s_{2m} = 2s_{20} + \frac{\frac{3X_T}{\pi} + 2R_T + 2R_D + R_L}{\frac{3X_{D0}}{\pi}} \quad (4.3-23)$$

在式 (4.3-20) 中, 第一工作区的转矩表示为最大转矩  $M_{e1m}$  的相对值, 式 (4.3-22) 中第二工作区转矩的相对值仍用  $M_{e1m}$  计算, 实际的最大转矩是  $M_{e2m}$  (对应于  $\alpha_p = 15^\circ$ )。当负载增大时, 系统由第一工作区过渡到第二工作区, 交接转矩为  $M_{e1-2}$ 。它们的数值分别是

$$\frac{M_{e1m}}{M_{e2m}} = 0.955 \quad (4.3-24)$$

$$\frac{M_{e2m}}{M_{e1-2}} = 0.827 \quad (4.3-25)$$

$$\frac{M_{e1-2}}{M_{e2m}} = 0.716 \quad (4.3-26)$$

第二工作区的最大转矩就是串级调速时所能产生的最大转矩, 比固有机械特性最大转矩减少了 17.3%。

### 3.1.4 双闭环控制

为了提高静态精度, 并获得较好的起动特性, 需采用闭

环控制,和直流调速系统相似,采用电流负反馈和转速负反馈,这样的双闭环控制串级调速系统原理图如图4.3-19所示。为了防止逆变器逆变颠覆,在电流调节器ACR输出电压为零时,应整定触发脉冲输出相位角为 $\beta = \beta_{\min}$ 。由于转子整流器不可控,没有回馈制动作用,减速过程只能是自由降速。

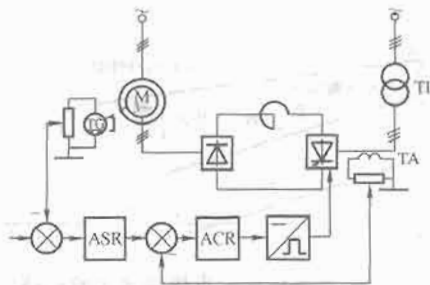


图 4.3-19 双闭环控制的串级调速系统

考虑了给定滤波和反馈滤波的双闭环控制串级调速系统动态结构框图如图4.3-20所示,图中转子直流回路的传递函数为

$$\frac{I_d(s)}{U_{\alpha\beta} - U_{\beta\alpha} - \frac{U_{\alpha\beta}}{n_0} n(s)} = \frac{K_{Lr}}{T_{Lr}s + 1} \quad (4.3-27)$$

式中:  $K_{Lr}$  为转子直流回路的放大系数,  $K_{Lr} = 1/R$ ;  $T_{Lr}$  为转子直流回路的时间常数,  $T_{Lr} = L/R$ ;  $R$  为转差率为  $s$  时转子直流回路等效电阻,  $R = 3X_{D0}s/\pi + 3X_T/\pi + 2R_D + 2R_T + R_L$ , 是  $s$  的函数, 因此  $K_{Lr}$  和  $T_{Lr}$  也都不是常数, 都是转速的函数;  $L$  为转子直流回路总电感,  $L = 2L_D + 2L_T + L_L$ 。

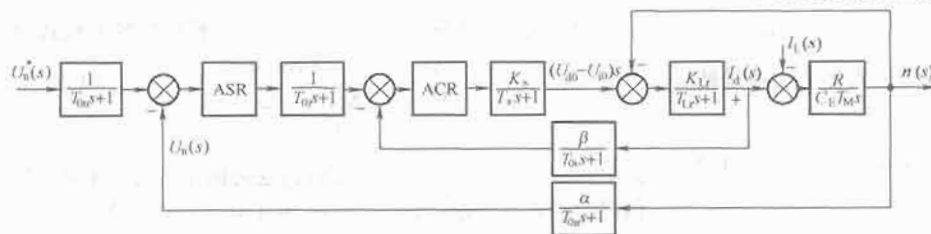


图 4.3-20 双闭环控制串级调速系统动态结构框图

异步电动机串级调速时的传递函数为

$$\frac{n(s)}{I_d(s) - I_{Lr}(s)} = \frac{R}{C_E T_M s} \quad (4.3-28)$$

式中:  $T_M$  为串级调速时的机电时间常数,  $T_M = \frac{GD^2 R}{375 C_E C_M}$ , 它也不是常数, 是转速  $n$  与电流  $I_d$  的函数。

由于串级调速系统的动态结构图是非定期的, 当采用数字控制时, 最好按照不同的转速和电流事先计算好不同的参数, 用表格方式存入微机, 实时控制时根据实际转速和电流查表调用, 才能获得满意的动态性能。

### 3.1.5 起动方式

串级调速系统的起动方式通常有间接起动和直接起动两种。

#### 3.1.5.1 间接起动

串级调速装置的容量可以按转差功率来选择, 比电动机小得多, 为了使装置不因过电压而损坏, 需采用间接起动方式, 即将电动机转子先接入电阻或频敏变阻器起动, 待转速升高到设计的最低转速时, 才投入串级调速装置运行。由于这类机械不经常起动, 所用的起动电阻等都可按短时工作制

选用, 容量与体积都较小。图4.3-21是间接起动控制原理图, 开关的接通顺序为: 电源总开关  $S \rightarrow$  接触器  $K_1 \rightarrow K_0$ , 把电动机定子回路与电网接通, 电动机便以转子串电阻的方式起动。待起动到所设计的  $n_{\min}(s_{\max})$  时接通  $K_2$ , 使电动机转子接到串级调速装置, 同时断开  $K_1$ , 切断起动电阻, 此后电动机就可以串级调速的方式继续加速到所需的转速运行。不允许在未达到设计最低转速以前就把电动机转子回路与串级调速装置连通, 否则转子电压会超过整流器件的电压定额而损坏器件。停车时, 由于没有制动作用, 开关的切断顺序应为: 切断  $K_2 \rightarrow$  切断  $K_0$ , 以防止当  $K_0$  断开时在转子侧感生的断闸高电压而损坏整流器与逆变器。

如果生产机械许可, 也可以不用检测最低转速自动控制, 而让电动机在串电阻方式下直接启动到最高速, 切换到串级调速后, 再按工艺要求降低到所需转速运行。可以保证整流器与逆变器不致受到超过定额的电压, 工作安全。

### 3.1.5.2 直接起动

直接起动用于可在全范围调速的串级调速系统。在起动控制时让逆变器先于电动机接通交流电网, 然后使电动机的定子与交流电网接通, 此时转子呈开路状态, 可防止因电动机起动时的合闸过电压通过转子回路损坏整流装置, 最后再使转子回路与整流器接通。在图4.3-21中, 接触器的工作顺序为  $S-K_0-K_2$ , 不需要起动电阻。当转子回路接通时, 由于转子整流电压小于逆变电压, 直流回路无电流, 电动机尚不能起动。待发出给定信号后, 随着  $\beta$  的增大, 逆变电压降低, 产生直流电流, 电动机才逐渐加速, 直至达到给定转速。

### 3.1.6 装置电压和容量

串级调速装置包括转子整流器、逆变器和逆变变压器,

从经济角度出发, 必须正确地选择这些附加设备的电压和容量, 以提高整个调速系统的性能价格比。

整流器和逆变器容量的选择主要依据其电流与电压的定额。电流定额决定于异步电动机转子的额定电流  $I_{rN}$  和所拖动的负载, 电压定额则决定于异步电动机转子的额定

相电压(即转子开路电动势)  $E_{r0}$  和系统的调速范围  $D$ 。为了简便起见, 按理想空载状态来定义调速范围, 并认为异步电动机的同步转速  $n_{syn}$  就是最大的理想空载转速, 于是

$$D = \frac{n_{syn}}{n_{0min}}$$

式中:  $n_{0min}$  是调速系统的最低转速, 对应于最大理想空载转差率  $s_{0max}$ , 即

$$n_{0min} = n_{syn}(1 - s_{0max})$$

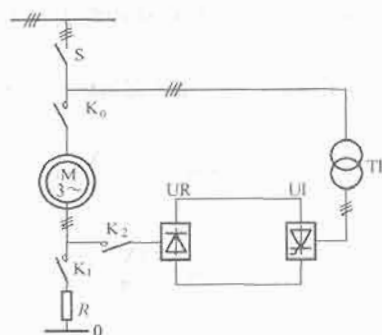


图 4.3-21 串级调速系统间接起动控制原理图



于是

$$s_{0\max} = 1 - \frac{1}{D} \quad (4.3-29)$$

调速范围越大时,  $s_{0\max}$  也越大, 整流器和逆变器所承受的电压越高。

在串级调速系统中, 设置逆变变压器的主要目的就是取得能与被控电动机转子相匹配的逆变电压, 其次是把逆变器与交流电网隔离, 以抑制电网的浪涌电压对晶闸管的影响。逆变变压器电压除了要受到电动机转子额定电压和额定电流的影响外, 还与系统的调速范围有关。逆变变压器的二次电压  $U_{T2}$  和异步电动机转子电压之间的关系为

$$U_{T2} = \frac{s_{0\max} E_{r0}}{\cos \beta_{\min}}$$

一般取  $\beta_{\min} = 30^\circ$ , 则  $U_{T2} = 1.15 s_{0\max} E_{r0}$ , 再利用式(4.3-29), 得

$$U_{T2} = 1.15 E_{r0} \left(1 - \frac{1}{D}\right) \quad (4.3-30)$$

由式(4.3-30)可以看出,  $U_{T2}$  与转子开路电动势有正比关系。可以设想, 如果不用逆变变压器, 则式中的  $U_{T2}$  即是交流电网电压, 这样要满足在  $s_{0\max}$  时  $\beta_{\min} = 30^\circ$  的条件是很困难的, 且往往是不可能的。

逆变变压器的容量为  $W_T \approx 3U_{T2} I_{T2}$

因此  $W_T = 3.45 E_{r0} I_{2T} \left(1 - \frac{1}{D}\right) \quad (4.3-31)$

由此可见, 随着系统调速范围的增大, 逆变变压器  $W_T$  和整个串级调速装置的容量都相应增大, 因为调速范围大意味着通过串级调速装置回馈电网的转差功率大, 必须有较大容量的装置实现传递与变换。因此, 串级调速系统往往被推荐用于调速范围不大的场合, 而很少用于从零速到额定转速全范围调速的系统。

### 3.1.7 效率和功率因数

#### 3.1.7.1 效率

图 4.3-22 绘出了串级调速系统及其功率流程, 其中,  $P_1$  为由异步电动机定子输入的有功功率;  $P_m$  为经气隙传送到转子的功率, 即电磁功率;  $P_f$  为通过转子整流器与逆变器返回电网的功率, 称作回馈功率;  $P_2$  为轴上输出功率。电动机的损耗包含定子铜损  $P_{CuS}$ 、铁损  $P_{Fe}$ 、转子铜损  $P_{CuR}$ 、杂散损耗  $P_s$  和机械损耗  $P_{mech}$ , 附加的串级调速装置损耗为  $P_{tan}$ 。

电磁功率在转子中分成机械功率  $P_{mech} = (1-s)P_m$  和转差功率  $P_s = sP_m$  两部分。在正常电动运行和转子串电阻调速时,  $P_s$  全部消耗在转子回路中; 串级调速时,  $P_s$  在扣除  $P_{CuR}$ 、 $P_s$  和  $P_{tan}$  后返回电网。串级调速系统从电网吸收的净有功功率为  $P_m = P_1 - P_f$ , 输出功率  $P_2 = P_{mech} - P_{mech}$ 。

电气串级调速系统的总效率  $\eta_{sch}$  (下标 sch 是 Scherbius 的缩写) 是电动机轴上的输出功率  $P_2$  与系统从电网输入的净有功功率  $P_m$  之比, 可用下式表示

$$\begin{aligned} \eta_{sch} &= \frac{P_2}{P_m} \times 100\% = \frac{P_{mech} - P_{mech}}{P_1 - P_f} \times 100\% \\ &= \frac{P_m(1-s) - P_{mech}}{P_m(1-s) - P_{mech} + \Sigma P + P_{tan}} \times 100\% \end{aligned}$$

式中:  $\Sigma P$  是异步电动机定子和转子内的总损耗。在串级调速系统中, 如果负载转矩不变, 转速降低时  $\Sigma P$  和  $P_{tan}$  都基本不变, 对  $\eta_{sch}$  值的影响不大。

当电动机转子串电阻调速时, 调速系统的效率是

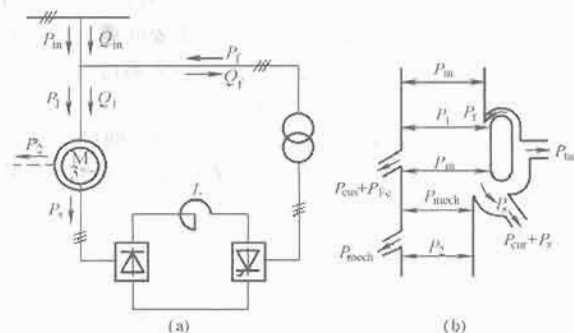


图 4.3-22 串级调速系统效率分析

(a) 系统的功率传递; (b) 功率流程图

$$\eta_R = \frac{P_m(1-s) - P_{mech}}{P_m(1-s) - P_{mech} + \Sigma P} \times 100\%$$

所串电阻越大,  $P_{CuR}$  越大,  $\Sigma P$  也越大, 因而效率  $\eta_R$  越低, 几乎随着转速的降低而成比例地降低, 图 4.3-23 中比较了这两种调速方法的效率与转差率之间的关系。

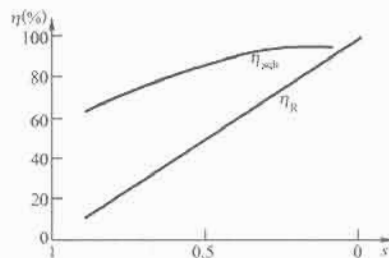


图 4.3-23 电气串级调速系统与转子串电阻调速系统  $\eta = f(s)$  的比较

#### 3.1.7.2 功率因数

串级调速系统的功率因数与异步电动机、不可控整流器和逆变器三大部分有关。除异步电动机外, 转子整流器的换相重叠和强迫延迟导通等作用都会通过电动机从电网吸收换相无功功率, 逆变器的相控作用使其电流与电压不同相, 也要消耗无功功率, 所以串级调速时的功率因数要比正常接线时降低 10% 以上。在串级调速系统中, 从交流电网吸收的总有功功率是电动机吸收的有功功率与逆变器回馈至电网的有功功率之差, 然而从交流电网吸收的总无功功率却是电动机和逆变器所吸收的无功功率之和, 总功率因数可用下式表示

$$\cos \varphi_{sch} = \frac{P_m}{S} = \frac{P_1 - P_f}{\sqrt{(P_1 - P_f)^2 + (Q_1 + Q_2)^2}} \quad (4.3-32)$$

式中:  $S$  为系统总的视在功率;  $Q_1$  为电动机从电网吸收的无功功率;  $Q_2$  为逆变变压器从电网吸收的无功功率。

一般串级调速系统在高速运行时的功率因数为 0.6~0.65, 在低速时可降到 0.4~0.5 (对调速范围为 2 的系统), 这是由晶闸管装置构成的串级调速系统的主要缺点。

### 3.2 绕线转子异步电动机双馈调速系统

所谓“双馈”, 就是指绕线转子异步电动机的定子绕组和转子绕组分别与交流电网或其他含电动势的电路连接, 从而进行电功率的传递。按照电功率是馈入定子绕组和/或转子绕组, 还是由定子绕组和/或转子绕组馈出, 以及电动机处于电动还是发电状态, 决定电动机的不同工况。

#### 3.2.1 双馈调速的各种工况

把串级调速系统中的不可控整流器 UR 改成可控装置,

如图 4.3-24 所示,使转子整流和逆变装置的功率传递方向可逆,即形成双馈调速系统。为了突出主要问题,先忽略机械损耗和杂散损耗,则异步电动机的功率关系可写作

$$P_m = sP_m + (1-s)P_m \quad (4.3-33)$$

式中:  $sP_m$  为输入或输出转子电路的功率,即转差功率;  $(1-s)P_m$  为电动机轴上输出或输入的功率,  $s$  和  $P_m$  都是可正可负的。

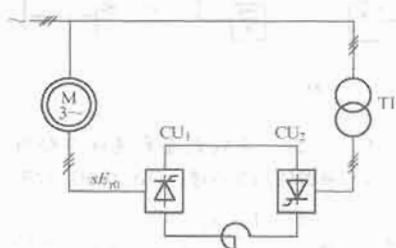


图 4.3-24 异步电动机双馈调速系统原理图

由于转子侧附加电动势极性和大小的不同,双馈调速系统可以有 5 种不同的工况。

(1) 次同步转速电动运行工况(即串级调速系统)。电动机在  $M_e - n$  坐标系的第一象限作电动运行,转速低于同步转速(称作次同步转速),功率流程如图 4.3-25 (a) 所示,与图 4.3-22 相同。

(2) 反转倒拉制动工况。电动机轴上带位势性恒转矩负载,附加电动势的幅值较大,使式(4.3-7)中的  $|-E_{add}| > |sE_{r0}|$ ,则电动机反转,  $s > 1$ ,电动机进入倒拉制动状态(第四象限)。式(4.3-33)可改写成  $P_m + |(1-s)|P_m = sP_m$ ,由定子传入的功率  $P_m$  加上由位势负载输入电动机轴的功率  $|(1-s)|P_m$  合成转差功率  $sP_m$ ,一起从转子侧馈送给电网,如图 4.3-25 (b) 所示。

(3) 超同步转速回馈制动工况。在位势性机械外力的作用下,电动机超过同步转速  $n > n_1$  运行,  $s < 0$ ,电动机处于发电状态,进行回馈制动。式(4.3-7)中  $E_{add}$  和  $|sE_{r0}|$  的数值相叠加,功率由外力通过电动机轴输入,经过机电能量变换分别从定子侧和转子侧馈送至电网。式(4.3-33)可改写成  $|P_m| + |sP_m| = |(1-s)P_m|$  ( $P_m$  与  $s$  本身都为负值),功率流程如图 4.3-25 (c) 所示。

(4) 超同步转速电动运行工况。图 4.3-24 中的  $CU_2$  处于整流状态,  $CU_1$  处于逆变状态,附加电动势  $E_{add}$  反向,电动机加速到  $s < 0$  的状态做超同步转速电动运行。式(4.3-33)可改写成  $P_m - sP_m = (1-s)P_m$  ( $s$  为负值),电动机轴上的输出功率由定子侧与转子侧两部分输入功率合成,处于定、转子双输入状态,功率流程如图 4.3-25 (d) 所示,此时电动机的输出高于铭牌所示的额定功率。

(5) 次同步转速回馈制动工况。为了缩短减速和停车时间以提高生产率,应使运行在次同步转速电动状态的电动机切换到回馈制动状态下工作,只需增大  $|-E_{add}|$  值,使之大于  $sE_{r0}$ ,由式(4.3-7)可知,  $I_r$  变为负值,电动机进入制动状态,在  $0 < s < 1$  范围内的第二象限工作。这时电动机不可能稳定运行,而是在制动转矩作用下不断减速。功率关系为  $|P_m| = (1-s)|P_m| + s|P_m|$ ,转子从电网获取转差功率  $s|P_m|$ ,加上机械输入功率,一并由定子侧输出,功率流程如图 4.3-25 (e) 所示。

### 3.2.2 矢量控制双馈调速系统

双馈调速系统是异步电动机转子变压变频调速系统,为改善动态品质,可以仿照定子变压变频系统那样采用矢量控

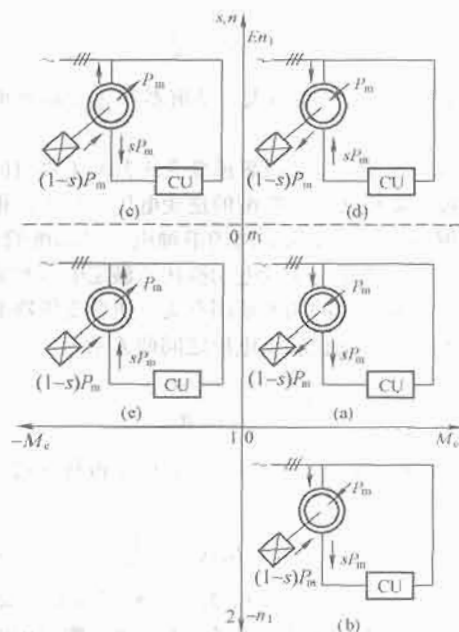


图 4.3-25 绕线转子异步电动机在转子附加电动势时的工况及其功率流程

(a) 次同步转速电动运行工况; (b) 反转倒拉制动工况; (c) 超同步转速回馈制动工况; (d) 超同步转速电动运行工况; (e) 次同步转速回馈制动工况

制方法,建立对电磁转矩的控制规律。

将三相异步电动机的数学模型变换到以同步转速旋转的 dq 两相正交坐标系,得到异步电动机 d 轴和 q 轴的动态等效电路(见图 4.3-26)。图 4.3-26 中,  $L_m$  是定转子之间的互感,对应的磁链就是气隙磁链的 d 轴分量  $\Psi_{md}$  和 q 轴分量  $\Psi_{mq}$ ,流过  $L_m$  的电流为励磁电流分量  $i_{md}$  和  $i_{mq}$ ,且有

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd} \quad (4.3-34)$$

$$L_m i_{md} = \Psi_{md} \quad (4.3-35)$$

$$i_{mq} = i_{sq} + i_{rq} \quad (4.3-36)$$

$$L_m i_{mq} = \Psi_{mq} \quad (4.3-37)$$

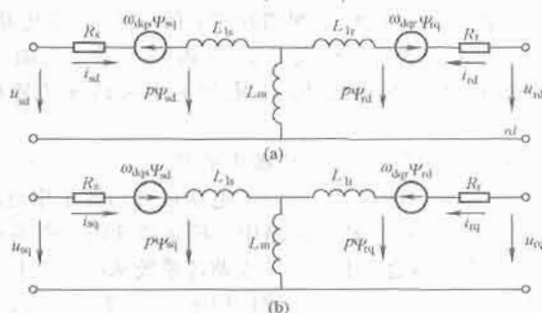


图 4.3-26 异步电动机在 dq 坐标系上的动态等效电路  
(a) d 轴电路; (b) q 轴电路

取按气隙磁链  $\Psi_m$  定向,把 d 轴取在  $\Psi_m$  方向上,则

$$\Psi_{md} = \Psi_m \quad (4.3-38)$$

$$\Psi_{mq} = 0 \quad (4.3-39)$$

因此

$$i_{sd} = \frac{\Psi_m}{L_m} - i_{rd} \quad (4.3-40)$$

$$i_{sq} = -i_{rq} \quad (4.3-41)$$

电磁转矩的表达式为

$$M_e = -n_p \Psi_m i_{mq} \quad (4.3-42)$$

式(4.3-42)中的负号表明  $M_e$  是作用在转子上的反作用转

矩。此式表明,若能维持气隙磁链  $\Psi_m$  为恒值,则  $M_e$  与  $i_{rq}$  成正比,只要控制转子电流的  $q$  轴分量就可以控制电磁转矩。为了使  $\Psi_m$  为恒值,必须设置磁链观测器和有关的反馈控制系统。

## 4 转差功率不变型变压变频调速系统

### 4.1 转速开环变压变频调速系统

#### 4.1.1 系统结构

转速开环变压变频调速系统适用于在一定范围内要求高效率调速的负载,是一般通用变频器的控制系统。图 4.3-27 为控制系统结构图,可采用 SPWM 或 SVPWM 控制。

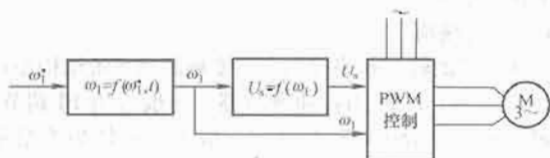


图 4.3-27 转速开环变压变频调速系统

由于系统本身没有自动限制起制动电流的作用,因此,频率设定必须通过给定积分算法产生平缓的升速或降速信号。

$$\omega_1(t) = \begin{cases} \omega_1^* & \omega_1 = \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{up}} dt & \omega_1 < \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) - \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{down}} dt & \omega_1 > \omega_1^* \end{cases} \quad (4.3-43)$$

式中:  $\tau_{up}$  为从 0 上升到额定频率  $\omega_{1N}$  的时间;  $\tau_{down}$  为从额定频率  $\omega_{1N}$  下降到 0 的时间,可根据负载需要分别进行选择。

#### 4.1.2 电压频率协调控制

(1) 基频以下调速。基频即额定频率。当频率  $f_1$  从额定值  $f_{1N}$  向下调节时,为了保持每极磁通量  $\Phi_m$  为额定值  $\Phi_{mN}$  不变,必须同时降低  $E_g$ , 采用电动势频率比为恒值的控制方式。

$$\frac{E_g}{f_1} = 4.44 N_s k_m \Phi_{mN} = \text{常值} \quad (4.3-44)$$

当电动势值较高时,可忽略定子电阻和漏磁感抗压降,而认为定子相电压  $U_s \approx E_g$ , 即采用恒压频比的控制方式,此时

$$\frac{U_s}{f_1} = \text{常值} \quad (4.3-45)$$

低频时,  $U_s$  和  $E_g$  都较小,定子电阻和漏磁感抗压降所占的分量比较显著,不能再忽略。必须人为地抬高定子电压  $U_s$ , 近似地补偿定子阻抗压降,使电动机能发挥足够的转矩,称作低频电压补偿,或称低频转矩补偿。

(2) 基频以上调速。在基频以上调速时,频率从  $f_{1N}$  向上升高,受到电动机绝缘耐压的限制,定子电压  $U_s$  不能随之升高,只能保持额定电压  $U_{sN}$  不变,导致磁通与频率成反比地降低。

(3) 电压/频率特性。电压/频率特性为

$$U_s = f(\omega_1) = \begin{cases} U_N & \omega_1 \geq \omega_{1N} \\ f'(\omega_1) & \omega_1 < \omega_{1N} \end{cases} \quad (4.3-46)$$

式中:  $U_s = f'(\omega_1)$  为带低频补偿的恒压频比控制,如图 4.3-28 所示。

(4) 机械特性。在基频以下采用恒压频比控制时,可将异步电动机的电磁转矩改写为

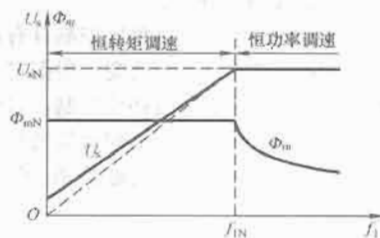


图 4.3-28 异步电动机变压变频调速的电压/频率特性

$$M_e = 3n_p \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_1 R'_r}{(sR_s + R'_r)^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \quad (4.3-47)$$

带负载时的转速降落  $\Delta n$  为

$$\Delta n = s n_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s \omega_1 \approx \frac{10 R'_r M_e}{\pi n_p^2} \left( \frac{\omega_1}{U_s} \right)^2 \propto M_e \quad (4.3-48)$$

当  $U_s/\omega_1$  为恒值时,对于同一转矩  $M_e$ ,  $\Delta n$  基本不变,机械特性基本上平行下移,如图 4.3-29 所示。

临界转矩亦可改写为

$$M_{em} = \frac{3n_p}{2} \times \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \times \frac{1}{\frac{R_s}{\omega_1} + \sqrt{\left( \frac{R_s}{\omega_1} \right)^2 + (L_{ls} + L'_{lr})^2}} \quad (4.3-49)$$

临界转矩  $M_{em}$  随  $\omega_1$  的降低而减小,当频率较低时,  $M_{em}$  很小,电动机带载能力减弱,采用低频补偿时,适当地提高电压  $U_s$ , 可以增强带载能力,如图 4.3-29 所示。由于保持气隙磁通不变,允许输出转矩基本不变,基频以下的变频调速属于恒转矩调速。

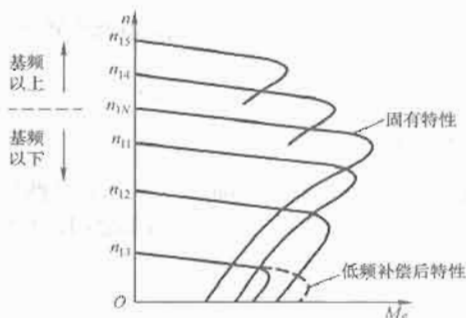


图 4.3-29 异步电动机变压变频调速机械特性

#### 4.1.3 基频以上的弱磁控制

在基频  $f_{1N}$  以上变频调速时,电压  $U_s = U_{sN}$  不变,机械特性方程式为

$$M_e = 3n_p U_{sN}^2 \frac{s R'_r}{\omega_1 [(sR_s + R'_r)^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2]} \quad (4.3-50)$$

临界转矩表达式为

$$M_{em} = \frac{3}{2} n_p U_{sN}^2 \frac{1}{\omega_1 [R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}]} \quad (4.3-51)$$

当角频率  $\omega_1$  提高时,同步转速随之提高,临界转矩减小,机械特性上移,而形状基本不变,如图 4.3-29 中  $n_{1N}$  以上的特性所示。基频以上的变频调速属于弱磁恒功率调速。

#### 4.1.4 基频以下的电流补偿控制

在基频以下运行时,采用恒压频比控制具有控制简便的优点,但负载的变化将导致磁通的改变。根据定子电流的大小改变定子电压,可实现定子电流补偿控制,以保持磁通恒定。按照补偿程度的不同,可产生不同效果的特性。

(1) 恒气隙磁通  $\Phi_m$  控制。气隙磁通  $\Phi_m$  在定子每相绕组中的感应电动势为

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{Ns} \Phi_m \quad (4.3-52)$$

维持  $E_g/\omega_1$  恒定,可保持气隙磁通  $\Phi_m$  不变。由于定子电压为  $\dot{U}_s = (R_s + j\omega_1 L_{ls}) \dot{I}_1 + \dot{E}_g$ , 应补偿定子漏磁阻抗压降。这时,电磁转矩关系式为

$$M_e = 3n_p \left( \frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_r}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{lr}'^2} \quad (4.3-53)$$

这就是恒  $E_g/\omega_1$  时的机械特性方程式,其临界转差率为

$$s_m = \frac{R'_r}{\omega_1 L_{lr}'} \quad (4.3-54)$$

最大转矩为

$$M_{em} = \frac{3n_p}{2} \left( \frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{L_{lr}'} \quad (4.3-55)$$

机械特性如图 4.3-30 中的曲线 3 所示。由式 (4.3-55) 可见,恒气隙磁通  $\Phi_m$  变频时,  $M_{em}$  恒定不变,稳态特性优于恒压频比控制。

(2) 恒定子磁通  $\Phi_{ms}$  控制。定子全磁通  $\Phi_{ms}$  在定子每相绕组中的感应电动势为

$$E_s = 4.44 f_1 N_s k_{Ns} \Phi_{ms} \quad (4.3-56)$$

维持  $E_s/f_1$  为常值,即可保持定子磁通  $\Phi_{ms}$  恒定。由于定子电压为  $\dot{U}_s = R_s \dot{I}_1 + \dot{E}_s$ , 外加电压应补偿定子电阻压降。这时,电磁转矩关系式为

$$M_e = 3n_p \left( \frac{E_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_r}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2} \quad (4.3-57)$$

这就是恒  $E_s/\omega_1$  时的机械特性方程式,其临界转差率为

$$s_m = \frac{R'_r}{\omega_1 (L_{ls} + L_{lr}')} \quad (4.3-58)$$

最大转矩为  $M_{em} = \frac{3n_p}{2} \left( \frac{E_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{(L_{ls} + L_{lr}')} \quad (4.3-59)$

机械特性如图 4.3-30 中的曲线 2 所示,特性硬度和最大转矩介于恒压频比控制与恒  $E_g/\omega_1$  控制之间,变频时最大转矩  $M_{em}$  也是恒定不变的。

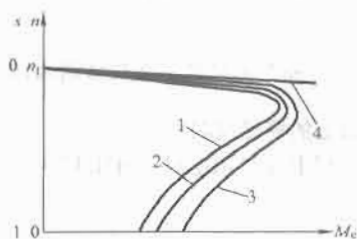


图 4.3-30 不同控制方式下,异步电动机的机械特性

1—恒  $U_s/\omega_1$  控制; 2—恒定子磁通  $\Phi_{ms}$  控制; 3—恒气隙磁通  $\Phi_m$  控制; 4—恒转子磁通  $\Phi_{mr}$  控制

(3) 恒转子磁通  $\Phi_{mr}$  控制。转子全磁通  $\Phi_{mr}$  在转子绕组中的感应电动势(折合到定子侧)为

$$E'_r = 4.44 f_1 N_s k_{Ns} \Phi_{mr} \quad (4.3-60)$$

定子电压  $\dot{U}_s = [R_s + j\omega_1 (L_{ls} + L_{lr}')] \dot{I}_1 + \dot{E}'_r$ , 进一步提高  $U_s$ , 把定、转子漏抗压降都补偿掉,使  $E_r/\omega_1$  恒定,即

可保持转子磁通  $\Phi_{mr}$  恒定,则机械特性方程式为

$$M_e = 3n_p \left( \frac{E_r}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R'_r} \quad (4.3-61)$$

这时的机械特性  $M_e = f(s)$  完全是一条直线,见图 4.3-30 中的曲线 4。显然,恒  $E_r/\omega_1$  控制的稳态性能最好,可以获得和直流电动机一样的线性机械特性,这正是高性能交流变频调速所要求的性能。

#### 4.2 转速闭环转差频率控制调速系统

采用转速闭环控制可提高静、动态性能,实现稳态无静差,但需要增加转速传感器、相应的检测电路和测速软件等。最简单的转速闭环控制是基于异步电动机稳态模型的转差频率控制系统。

##### 4.2.1 系统结构

转速闭环的转差频率控制变压变频调速系统结构原理如图 4.3-31 所示,ASR 为转速调节器,一般选用 PI 调节器。在调速系统中,ASR 的输出变量一般为电磁转矩的给定值  $M_e^*$ , 根据稳态机械特性  $M_e = f(\omega_s)$ , 在  $\omega_s$  较小的稳态运行段,转矩  $M_e$  基本上与  $\omega_s$  成正比,因此,可以用转差频率给定  $\omega_s^*$  来替代  $M_e^*$ , 再与实际角速度  $\omega$  相加,得到定子频率给定信号  $\omega_1^*$ , 然后就可以采用带电流补偿的恒压频比控制系统了。

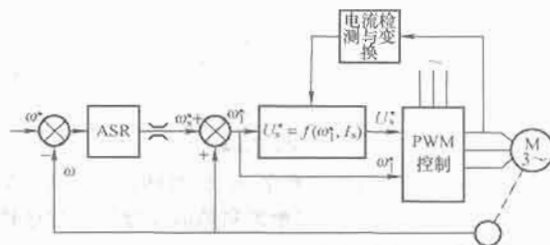


图 4.3-31 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统结构原理图

从系统结构上看,形成了两个转速反馈控制。外环是正常的转速负反馈环,内环却是转速正反馈,正反馈是不稳定结构,但在一般转速下,实际转速  $\omega$  值要比转差频率给定  $\omega_s^*$  值大得多,只要正确整定外环的转速调节器就能使系统稳定。可是,转速检测的误差和波动会给定子频率给定信号  $\omega_1^*$  带来影响。

##### 4.2.2 控制规律

转差频率控制的规律可总结为:

(1) 在  $\omega_s \leq \omega_{sm}$  的范围内,转矩  $T_e$  基本上与  $\omega_s$  成正比,条件是气隙磁通不变。

在恒气隙磁通  $\Phi_m$  控制的条件下,式 (4.3-53) 给出的机械特性方程式是

$$M_e = 3n_p \left( \frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_r}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{lr}'^2}$$

定义转差角频率  $\omega_s = s\omega_1$ , 则

$$M_e = 3n_p \left( \frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_s R'_r}{R_r'^2 + \omega_s^2 L_{lr}'^2} \quad (4.3-62)$$

当电动机稳态运行时,转差  $s$  较小,因而  $\omega_s$  也较小,可以认为  $\omega_s L_{lr}' \ll R'_r$ , 则转矩可近似表示为

$$M_e \approx 3n_p \left( \frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_s}{R'_r} \quad (4.3-63)$$

由此可知,若能够保持  $E_g/\omega_1$  不变,即保持气隙磁通  $\Phi_m$  不变,在  $s$  值较小的稳态运行范围内,异步电动机的转



矩近似与转差角频率  $\omega_s$  成正比 (见图 4.3-32)。也就是说, 在保持气隙磁通  $\Phi_m$  不变的前提下, 可以通过转差角频率  $\omega_s$  来控制转矩。

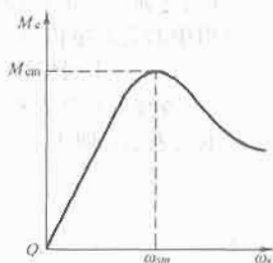


图 4.3-32 按恒  $\Phi_m$  值控制的  $T_e = f(\omega_s)$  特性

由式 (4.3-54) 所表示的临界转差率可得

$$\omega_{sm} = \frac{R'_r}{L_{lr}} = \frac{R_r}{L_{lr}} \quad (4.3-64)$$

要保证系统稳定运行, 必须使  $\omega_s < \omega_{sm}$ 。因此, 在转差频率控制系统中, 必须对  $\omega_s$  实行限幅, 使系统最大的允许转差频率小于临界转差频率

$$\omega_{smax} < \omega_{sm} = \frac{R_r}{L_{lr}} \quad (4.3-65)$$

就可以保持  $T_e$  与  $\omega_s$  的正比关系。

(2) 采用电流反馈, 按照图 4.3-33 所示的  $U_s = f(\omega_1, I_s)$  函数关系控制定子电压和频率, 就能保持气隙磁通  $\Phi_m$  恒定。

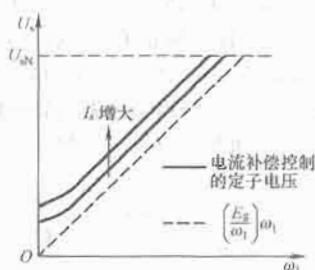


图 4.3-33 定子电流补偿恒  $E_k/\omega_1$  控制的电压-频率特性

按恒  $E_k/\omega_1$  控制时可保持  $\Phi_m$  恒定, 由等效电路可得定子电压

$$\begin{aligned} \dot{U}_s &= \dot{I}_s(R_s + j\omega_1 L_{ls}) + \dot{E}_k \\ &= \dot{I}_s(R_s + j\omega_1 L_{ls}) + \left(\frac{\dot{E}_k}{\omega_1}\right)\omega_1 \end{aligned} \quad (4.3-66)$$

由此可见, 要实现恒  $E_k/\omega_1$  控制, 必须采用定子电流补偿控制, 以抵消定子电阻和漏抗的压降。

严格地说, 定子电流补偿应该同时体现在幅值和相位上, 但这样将使控制系统变得复杂。一般仅用幅值补偿, 可测得带定子电流补偿的电压-频率特性  $U_s = f(\omega_1, I_s)$  来实现, 如图 4.3-33 所示。高频时, 定子漏抗压降占主导地位, 可忽略定子电阻, 电压-频率特性近似线性; 低频时,  $R_s$  的影响不可忽略, 呈现出非线性曲线。

## 5 异步电动机的动态数学模型和坐标变换

### 5.1 坐标变换

三相异步电动机的非线性数学模型十分复杂, 在实际应用中, 必须予以简化, 简化的基本方法就是坐标变换。

#### 5.1.1 静止坐标 3/2 变换

三相交流电动机的数学模型可采用空间位置互差  $120^\circ$  电

角度的三相静止坐标系表示。图 4.3-34 (a) 所示为定子绕组模型, A、B、C 绕组的空间位置分别为  $e^{j0^\circ}$ ,  $e^{j120^\circ}$  和  $e^{-j120^\circ}$ 。在理想条件下, 由于三相三线交流电动机的基本关系有

$$u_A + u_B + u_C = 0, i_A + i_B + i_C = 0$$

说明电压、电流各相变量之间线性相关, 可将其简化用两个线性独立的变量表示, 也就是用平面上的两维坐标系表示, 如图 4.3-34 (b) 所示的被称为  $\{\alpha, \beta\}$  坐标系的两维正交坐标系。为了构成恒等变换, 需要使三相静止坐标系下三相绕组产生的磁动势与  $\{\alpha, \beta\}$  坐标系下等效的两相绕组产生的磁动势相等。

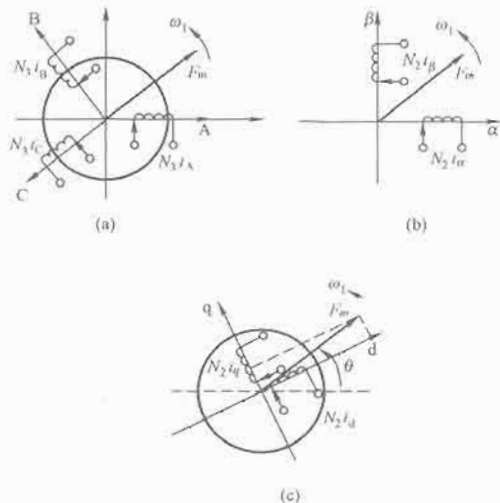


图 4.3-34 交流电动机的

各种绕组模型及相关的磁动势

(a) ABC 坐标上的三相绕组; (b)  $\alpha\beta$  坐标上的两绕组; (c) dq 旋转坐标上的两绕组

设三相绕组的每相有效匝数为  $N_3$ , 三相电流矢量  $i_{ABC}$  为

$$i_{ABC} = \sqrt{2/3}(i_A e^{j0^\circ} + i_B e^{j120^\circ} + i_C e^{-j120^\circ})$$

两相绕组的每相有效匝数为  $N_2$ , 两相电流矢量  $i_{\alpha\beta}$  为

$$i_{\alpha\beta} = \sqrt{2/3}(i_\alpha e^{j0^\circ} + i_\beta e^{j90^\circ})$$

式中: 系数  $\sqrt{2/3}$  是保证矢量表达式所产生的能量与标量表达式所产生的能量恒等而得出的。取 A 轴和  $\alpha$  轴重合, 则空间磁动势  $F_m$  为

$$\begin{aligned} F_m(t) &= N_3 i_{ABC} = N_3 \sqrt{2/3}(i_A e^{j0^\circ} + i_B e^{j120^\circ} + i_C e^{-j120^\circ}) \\ &= N_2 i_{\alpha\beta} = N_2 \sqrt{2/3}(i_\alpha e^{j0^\circ} + i_\beta e^{j90^\circ}) \end{aligned}$$

据此, 可将两种坐标下的不同电流进行变换。这种在三相静止绕组 A、B、C 中的电流和两维  $\{\alpha, \beta\}$  静止坐标上的两相电流之间的变换, 称为静止坐标 3/2 变换。

设磁动势波形是正弦分布的, 当三相总磁动势与两相总磁动势相等时, 两套绕组瞬时磁动势在  $\alpha$ 、 $\beta$  轴上的投影都相等, 写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

根据变换前后总功率不变的原则, 即

$$p = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta$$

可以求得匝数比  $N_3/N_2 = \sqrt{2/3}$ , 因而 3/2 变换式为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.3-67)$$

式中,  $C_{3/2}$  表示 3/2 变换矩阵。

$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.3-68)$$

相应地从两维坐标系变换到三相坐标系的 2/3 变换阵为

$$C_{2/3} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.3-69)$$

而 2/3 变换式为

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{2/3} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.3-70)$$

对于三相四线制供电的系统, 由于  $i_A + i_B + i_C \neq 0$ , 可将互差  $120^\circ$  的  $\{A, B, C\}$  坐标系变换为三维空间的正交坐标系, 即用  $\{\alpha, \beta, 0\}$  坐标系表示。此时的变换式为

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{ABC/q\beta 0} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.3-71)$$

式 (4.3-71) 中的  $i_0$  为流经零线的电流。同样, 由  $\{\alpha, \beta, 0\}$  坐标系向  $\{A, B, C\}$  坐标系的变换为

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \\ = C_{q\beta 0/ABC} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.3-72)$$

### 5.1.2 旋转坐标变换

设图 4.3-34 (b) 中产生磁动势矢量  $F_m$  的电流矢量  $i_{q\varphi}$  的两个分量  $\{i_a, i_\beta\}$  都为正弦波,

$$i_a = I_s \cos \omega_1 t, \quad i_\beta = I_s \sin \omega_1 t \quad (4.3-73)$$

图 4.3-34 (b) 的旋转磁动势  $F_m$  还可以由两维正交旋转绕组产生。如图 4.3-34 (c) 所示, 在两个匝数也为  $N_2$  且互相垂直的绕组  $\{d, q\}$  中分别通以直流电流  $i_d$  和  $i_q$ , 并使包含这两个绕组在内的整个铁芯旋转起来, 其转速  $\omega_1$  与旋转磁动势  $F_m$  同步。当观察者也站到该铁芯上和绕组一起旋转时, 在他看来,  $d$  和  $q$  就是两个通入直流而相互垂直的静止绕组, 和他励直流电动机的励磁电流和电枢电流相似。此时电流  $i_{dq} = [i_d \ i_q]^T$  与图 4.3-34 (b) 的  $i_{q\varphi} = [i_a \ i_\beta]^T$  等价。由此可见, 以产生同样的旋转磁动势为准则, 图 4.3-34 (b) 的两维正交静止坐标上的两个交流绕组与图

4.3-34 (c) 中两维正交旋转坐标上的两个直流绕组等效。

两维正交静止坐标系  $\{a, \beta\}$  与两维正交旋转坐标系  $\{d, q\}$  之间的变换称作旋转坐标变换, 用符号  $2s/2r$  表示。把  $\{a, \beta\}$  和  $\{d, q\}$  坐标系画在一起, 即得图 4.3-35。图 4.3-35 中, 两相静止绕组中的交流电流  $\{i_a, i_\beta\}$  和两个旋转绕组中的直流电流  $\{i_d, i_q\}$  产生同样的以同步转速  $\omega_1$  旋转的合成磁动势  $F_m$ 。由于各绕组匝数都相等, 可以略去磁动势中的匝数, 直接用电流表示, 即  $F_m$  可以改标成电流空间矢量  $i_s$ 。

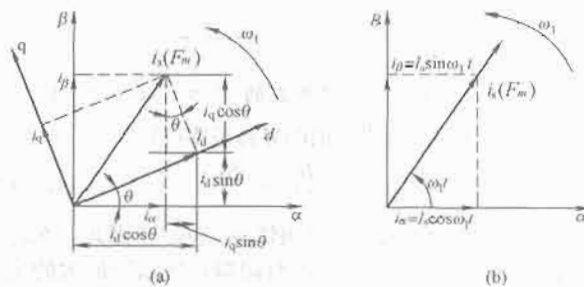


图 4.3-35 两维静止、旋转坐标系以及磁动势 (电流) 空间矢量  
(a)  $\{a, \beta\}$  坐标和  $\{d, q\}$  坐标;  
(b)  $\{a, \beta\}$  坐标和极坐标

在图 4.3-35 (a) 中,  $\{d, q\}$  轴和矢量  $F_m$ 、 $i_s$  都以转速  $\omega_1$  旋转。分量  $i_d$ 、 $i_q$  的长短不变, 相当于  $d, q$  绕组的直流磁动势。但  $\{a, \beta\}$  轴是静止的,  $a$  轴与  $d$  轴的夹角  $\theta$  随时间而变化, 因此  $i_s$  在  $\{a, \beta\}$  轴上的分量  $i_a$ 、 $i_\beta$  的长短也随时间变化, 相当于  $a, \beta$  绕组交流磁动势的瞬时值。

由图 4.3-35 (a) 可见,  $\{i_a, i_\beta\}$  和  $\{i_d, i_q\}$  之间存在下列关系

$$\begin{bmatrix} i_\beta \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = C_{2r/2s} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix}$$

式中

$$C_{2r/2s} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.3-74)$$

它是两维旋转坐标系变换到两维静止坐标系的变换阵, 又称反旋转坐标变换阵。该矩阵为正交矩阵, 并且由于其行列式的值为 +1, 数学上被称为“第一类正交矩阵”。

$2s/2r$  变换的逆变换, 即两维正交静止坐标系变换到两维正交旋转坐标系的变换阵 (旋转坐标变换阵) 是

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4.3-75)$$

电压和磁链的旋转变换阵也与电流 (磁动势) 旋转变换阵相同。

### 5.1.3 直角-极坐标变换

平面上的矢量为两维, 所以也可以用极坐标表示, 此时, 两个独立的变量分别为幅值和转角, 如图 4.3-35 (b) 所示。对于静止  $\{a, \beta\}$  坐标上电流  $i_s = \sqrt{2/3} (i_a e^{j0^\circ} + i_\beta e^{j90^\circ})$  与极坐标上电流  $i_s = \sqrt{2/3} I_s e^{j\omega_1 t}$  之间的变换, 有式 (4.3-73) 和式 (4.3-76) 所示的变换式。

$$\begin{cases} I_s = \sqrt{i_a^2 + i_\beta^2} \\ \omega_1 t = \arccos(i_a / \sqrt{i_a^2 + i_\beta^2}) \end{cases} \quad (4.3-76)$$

同理, 在以角度  $\theta$  旋转的  $\{d, q\}$  坐标上, 矢量  $i_s$  表示为

$$i_s = \sqrt{2/3} (i_d + i_q e^{j90^\circ})$$

由于矢量  $i_s$  和  $d$  轴的夹角为  $\theta_{dq} = \omega_1 t - \theta$ ,  $\{i_d, i_q\}$  与  $\{i_s$

$\omega_1 t$ ) 之间变换式为

$$I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}, \theta_{dq} = \arccos(i_d / \sqrt{i_d^2 + i_q^2}) \quad (4.3-77)$$

$$i_d = I_s \cos \theta_{dq}, i_q = I_s \sin \theta_{dq}$$

#### 5.1.4 各种变换之间的关系

图 4.3-36 汇总了上述三种变换及其关系。为了便于查阅, 图中还标出了电气系统常用的对称变换及其反变换。 $C_{ABC/pn0}$  将 {A, B, C} 相变换为正序分量  $p$ 、负序分量  $n$  和零序分量  $0$ , 其变换式如式 (4.3-78) 所示;  $C_{pn0/ABC}$  则将对

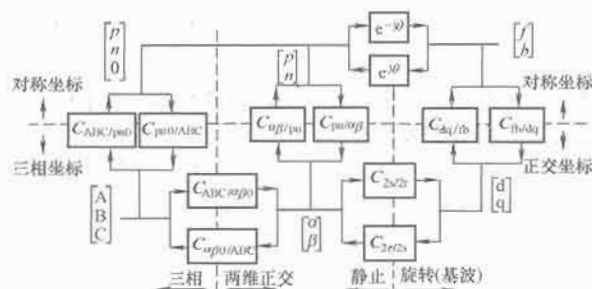


图 4.3-36 各种变换以及相互之间的关系

称分量变为 {A, B, C} 分量, 如式 (4.3-79) 所示。

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{ABC/pn0} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4.3-78)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} & 1 \\ e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{pn0/ABC} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.3-79)$$

此外, 图 4.3-36 中还列出了以下三种变换:

(1) 两维正交静止坐标系 { $\alpha$ ,  $\beta$ } 与对称坐标系 { $p$ ,  $n$ } 之间的变换:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{\alpha\beta/pn} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = C_{pn/\alpha\beta} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} \quad (4.3-80)$$

(2) 两维正交旋转坐标系 { $d$ ,  $q$ } 与前后坐标系 { $f$ ,  $b$ } 之间的变换:

$$\begin{bmatrix} i_f \\ i_b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{dq/fb} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_b \end{bmatrix} = C_{fb/dq} \begin{bmatrix} i_f \\ i_b \end{bmatrix} \quad (4.3-81)$$

(3) 对称坐标系 { $p$ ,  $n$ } 与前后坐标系 { $f$ ,  $b$ } 之间的变换:

$$\begin{bmatrix} i_f \\ i_b \end{bmatrix} = e^{-j\theta} \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} = e^{j\theta} \begin{bmatrix} i_f \\ i_b \end{bmatrix} \quad (4.3-82)$$

## 5.2 异步电动机的动态数学模型

### 5.2.1 三相异步电动机的多变量非线性数学模型

不失一般性, 用绕线转子异步电动机来说明异步电动机数学模型的特点。

(1) 异步电动机变压变频调速时需要进行定子电压 (或定子电流) 和频率以及转子电压 (或转子电流) 和频率的协

调控制, 这两个电压 (或电流) 可看作两个独立的输入变量。在输出变量中, 除转速外, 磁通也是一个独立的输出变量。因为电动机只有一个三相输入电源, 磁通的建立和转速的变化是同时进行的, 为了获得良好的动态性能, 也希望对磁通施加某种控制, 使它在动态过程中尽量保持恒定, 才能实现动态转矩较好的控制。因此, 异步电动机是一个双输入双输出的系统, 而各个变量之间又互相都有影响, 所以是强耦合的多变量系统。

(2) 在异步电动机中, 电流乘磁通产生转矩, 转速乘磁通得到感应电动势, 由于它们都是同时变化的, 在数学模型中就含有两个变量的乘积项。这样一来, 即使不考虑磁饱和等因素, 数学模型也是非线性的。

(3) 三相异步电动机定子有三个绕组, 转子也可等效为三个绕组, 每个绕组产生磁通时都有自己的电磁惯性, 再算上运动系统的机电惯性, 和转速与转角的积分关系, 即使不考虑变频装置的滞后因素, 也是一个八阶系统。

由此可见, 异步电动机的动态数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。

在研究异步电动机的多变量非线性数学模型时, 常做如下的假设:

- 1) 忽略空间谐波, 设三相绕组对称, 在空间中互差  $120^\circ$  电角度, 所产生的磁动势沿气隙周围按正弦规律分布。
- 2) 忽略磁路饱和, 各绕组的自感和互感都是恒定的。
- 3) 忽略铁损耗。
- 4) 不考虑频率变化和温度变化对绕组电阻的影响。

无论电动机转子是绕线转子型还是笼型的, 都等效成三相绕线转子, 并且进行了绕组折算 (折算后的定子和转子绕组匝数都相等)。这样, 电动机绕组就等效成图 4.3-37 所示的三相异步电动机的绕组模型。图 4.3-37 中, 定子三相绕组轴线 A、B、C 在空间是固定的, 以 A 轴为参考坐标轴; 转子绕组轴线 a、b、c 随转子旋转, 转子 a 轴和定子 A 轴间的电角度  $\theta_e$  为两者之间的角位移。规定各绕组电压、电流、磁链的正方向符合电动机惯例和右手螺旋定则。这时, 异步电动机的数学模型由下述电压方程、磁链方程、转矩方程和运动方程组成。

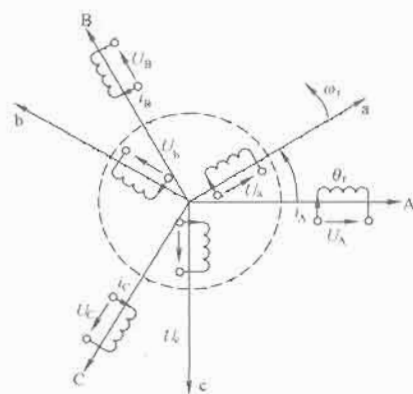


图 4.3-37 三相异步电动机的绕组模型

(1) 电压方程。由图 4.3-37 可知, 三相定子绕组的电压平衡方程为

$$\begin{cases} u_A = i_A R_s + \frac{d\psi_A}{dt} \\ u_B = i_B R_s + \frac{d\psi_B}{dt} \\ u_C = i_C R_s + \frac{d\psi_C}{dt} \end{cases}$$

与此相应, 转子绕组仅进行绕组折算 (折算到定子侧,

无频率折算)之后,基于旋转轴线 a、b、c 的电压方程为

$$\begin{cases} u_a = i_a R_r + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b = i_b R_r + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c = i_c R_r + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{cases}$$

式中:  $u_a, u_b, u_c, u_a, u_b, u_c$  为定子和转子相电压的瞬时值;  $i_a, i_b, i_c, i_a, i_b, i_c$  为定子和转子相电流的瞬时值;  $\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c, \Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$  为各相绕组的全磁链;  $R_s, R_r$  为定子和转子各相绕组电阻。为了简单起见,略去表示折算的上角标“'”。

将电压方程写成矩阵形式,并以微分算子  $p$  代替微分符号  $d/dt$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad (4.3-83)$$

或写成

$$u = Ri + p\Psi$$

(2) 磁链方程。每个绕组的磁链是它本身的自感磁链和其他绕组对它的互感磁链之和,因此,6个绕组的磁链可表达为

$$\begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \\ \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.3-84)$$

或写成

$$\Psi = Li$$

式中:  $L$  是  $6 \times 6$  电感矩阵,其中对角线元素  $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}, L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  是各有关绕组的自感,其余各项则是绕组间的互感。

如果把磁链方程式(4.3-84)代入电压方程式(4.3-83),即得展开后的电压方程

$$\begin{aligned} u &= Ri + p(Li) = Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{dt} i \\ &= Ri + L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{d\theta_r} \omega_r i \end{aligned} \quad (4.3-85)$$

式中:  $L di/dt$  项为变压器电动势;  $(dL/d\theta_r) \omega_r i$  项为与转子转速  $\omega_r$  成正比的旋转电动势。

实际上,与电动机绕组交链的磁通主要只有两类:一类是穿过气隙的相间互感磁通;另一类是只与一相绕组交链而不穿过气隙的漏磁通,前者是主要的。定子各相漏磁通所对应的电感称作定子漏感  $L_{ls}$ ,由于绕组的对称性,各相漏感值均相等;同样,转子各相漏磁通则对应于转子漏感  $L_{lr}$ 。与定子一相绕组交链的最大互感磁通对应于定子互感  $L_{ms}$ ,与转子一相绕组交链的最大互感磁通对应于转子互感  $L_{mr}$ 。由于折算后定、转子绕组匝数相等,且各绕组间互感磁通都通过气隙,磁阻相同,故可认为  $L_{ms} = L_{mr}$ 。

对于每一相绕组来说,它所交链的磁通是互感磁通与漏感磁通之和,因此,定子各相自感为

$$L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_{ms} + L_{ls} \quad (4.3-86)$$

转子各相自感为

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_{ms} + L_{lr} \quad (4.3-87)$$

两相绕组之间只有互感。互感又分为两类:①定子三相彼此之间、转子三相彼此之间位置都是固定的,故这类互感为常值;②定子任一相与转子任一相之间的位置是变化的,所以定转子之间的互感是转子相对于定子角位移  $\theta_r$  的函数。

对于第①类互感,三相绕组轴线彼此在空间的相位差是  $\pm 120^\circ$ ,在假定气隙磁通为正弦分布的条件下,互感值应为  $L_{ms} \cos 120^\circ = L_{ms} \cos(-120^\circ) = -1/2 L_{ms}$ ,于是

$$\begin{aligned} L_{AB} &= L_{BC} = L_{CA} = L_{BA} = L_{CB} = L_{AC} = -L_{ms}/2 \\ L_{ab} &= L_{bc} = L_{ca} = L_{ba} = L_{cb} = L_{ac} = -L_{ms}/2 \end{aligned} \quad (4.3-88)$$

至于第②类互感,即定、转子绕组间的互感,由于相互间位置的变化,可分别表示为

$$\begin{aligned} L_{Aa} &= L_{aA} = L_{Bb} = L_{bB} = L_{Cc} = L_{cC} = L_{ms} \cos \theta_r \\ L_{Ab} &= L_{bA} = L_{Bc} = L_{cB} = L_{Ca} = L_{aC} = L_{ms} \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ L_{Ac} &= L_{cA} = L_{Ba} = L_{aB} = L_{Cb} = L_{bC} = L_{ms} \cos(\theta_r - 120^\circ) \end{aligned} \quad (4.3-89)$$

当定、转子两套绕组轴线一致时,两者之间的互感值最大,就是每相最大互感  $L_{ms}$ 。

将上述互感公式代入式(4.3-84),即得完整的磁链方程。为了方便起见,可以把它写成分块矩阵的形式

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr}(\theta_r) \\ L_{rs}(\theta_r) & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (4.3-90)$$

式中:  $\Psi_s = [\Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T$ ,  $\Psi_r = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c]^T$ ,  $i_s = [i_A \ i_B \ i_C]^T$ ,  $i_r = [i_a \ i_b \ i_c]^T$

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{ls} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ms} + L_{ls} \end{bmatrix} \quad (4.3-91)$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{ms} + L_{lr} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ms} + L_{lr} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ms} + L_{lr} \end{bmatrix} \quad (4.3-92)$$

$$\begin{aligned} L_{rs}(\theta_r) &= L_{sr}(\theta_r)^T \\ &= L_{ms} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) \\ \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ \cos(\theta_r - 120^\circ) & \cos(\theta_r + 120^\circ) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.3-93)$$

值得注意的是,  $L_{rs}$  和  $L_{sr}$  两个分块矩阵互为转置,且均与转子角位移  $\theta_r$  有关,它们的元素都是变参数,这是系统非线性的一个根源。

(3) 转矩方程。由机电能量转换原理可知,在线性电感的条件下,多绕组电动机的磁场储能  $W_m$  和磁共能  $W'_m$  为

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} i^T \Psi = \frac{1}{2} i^T L(\theta_r) i \quad (4.3-94)$$

电磁转矩等于机械角位移变化时磁共能的变化率  $\partial W'_m / \partial \theta_M$  (电流约束为常值),且转子机械角位移  $\theta_M = \theta_r / n_p$ 。于是

$$M_e = \left. \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_M} \right|_{i=\text{const}} = n_p \left. \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} \right|_{i=\text{const}} \quad (4.3-95)$$

考虑到式(4.3-94)、式(4.3-95)和电感的分块矩阵关系



式(4.3-90), 得

$$M_e = \frac{1}{2} n_p i^T \frac{\partial L(\theta_r)}{\partial \theta_r} i = \frac{1}{2} n_p i^T \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} \\ \frac{\partial L_{rs}}{\partial \theta_r} & 0 \end{bmatrix} i \quad (4.3-96)$$

又由于  $i^T = [i_s^T \ i_r^T] = [i_A \ i_B \ i_C \ i_a \ i_b \ i_c]^T$ , 代入式(4.3-96), 得

$$M_e = \frac{1}{2} n_p \left[ i_s^T \frac{\partial L_{ms}}{\partial \theta_r} i_s + i_r^T \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} i_r \right] \quad (4.3-97)$$

将式(4.3-93)代入式(4.3-97)并展开后, 舍去负号, 意即电磁转矩的正方向为使  $\theta_r$  减小的方向, 则

$$M_e = n_p L_{ms} [(i_A i_a + i_B i_b + i_C i_c) \sin \theta_r + (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a) \sin(\theta_r + 120^\circ) + (i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) \sin(\theta_r - 120^\circ)] \quad (4.3-98)$$

应该指出, 上述公式是在线性磁路且磁动势在空间按正弦分布的假定条件下得出来的, 但对定、转子电流相对于时间的波形未做任何假定。因此, 上述电磁转矩公式完全适用于含有任何次谐波电流的情况。

(4) 电拖动系统运动方程。在忽略电气传动系统机构中的阻转矩阻尼和扭转弹性转矩时, 电气传动系统的运动方程式为

$$M_e = M_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4.3-99)$$

式中:  $M_L$  为负载转矩;  $\omega_r$  为转子电角速度;  $J$  为传动系统的转动惯量。将式(4.3-85)、式(4.3-96)和式(4.3-99)综合起来, 再加上

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

便构成三相异步电动机的多变量非线性数学模型, 如下式所示。

$$\begin{cases} u = Ri + L(\theta_r) \frac{di}{dt} + \omega_r \frac{\partial L(\theta_r)}{\partial \theta_r} i \\ M_e = \frac{1}{2} n_p i^T \frac{\partial L(\theta_r)}{\partial \theta_r} i = M_L + \frac{J}{n_p} \frac{d\omega_r}{dt} \\ \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (4.3-100)$$

式(4.3-100)可表示为如图4.3-38所示的结构图。

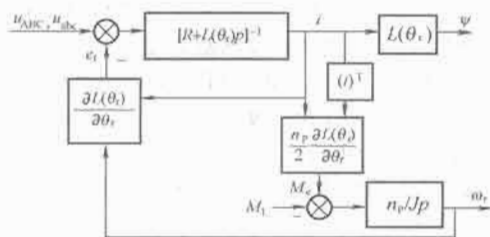


图4.3-38 异步电动机的多变量非线性动态结构图

图4.3-38表明, 异步电动机数学模型具有下列特点:

1) 除负载转矩输入外, 异步电动机可以看成是一个双输入双输出的系统, 输入量是定子电压矢量  $u_{abc}$  (含电压幅值和角频率) 和转子电压矢量  $u_{abcs}$ , 状态变量是  $\Psi$ 、 $i$  和转子角速度  $\omega_r$ , 磁链  $\Psi$  和转子角速度  $\omega_r$  可以看做是输出量。

2) 非线性因素存在于产生旋转电动势  $e_r = \omega_r \partial L(\theta_r) / \partial \theta_r i$ 、电磁转矩  $M_e$  和电感矩阵  $L$  中。旋转电动势和电磁转矩的非线

性关系和直流电动机弱磁控制的情况相似, 只是关系更复杂一些。

3) 多变量之间的耦合关系主要也体现在  $e_r = \omega_r \partial L(\theta_r) / \partial \theta_r i$ 、电磁转矩  $M_e$  两个环节上。

### 5.2.2 在 $\alpha\beta$ 静止坐标系上的数学模型

上述异步电动机数学模型是建立在三相坐标系上的, 如果把它变换到两维正交的  $\alpha\beta$  静止坐标系上, 由于两维坐标轴互相垂直, 两相绕组之间没有磁的耦合, 数学模型就会得到简化。

要把静止的三相定子和以  $\omega_r t$  旋转的三相转子坐标系上的电压方程、磁链方程以及电动机转矩方程都变换到两维  $\alpha\beta$  静止坐标系上来, 可以利用 3/2 变换和旋转变换将方程式中定子和转子的电压、电流、磁链和转矩进行变换。注意, 三相转子 (旋转的  $abc$  坐标系) 上的变量, 例如磁链  $\Psi_{raq}$  与转子静止  $\alpha\beta$  坐标上的  $\Psi_{raq\beta}$  之间的关系为  $\Psi_{raq\beta} = \Psi_{raq} e^{-j\omega_r t}$ , 变换结果如下:

(1) 电压方程。令

$$\begin{cases} u_{sa\beta} = [u_{sa} \ u_{s\beta}]^T, u_{ra\beta} = [u_{ra} \ u_{r\beta}]^T \\ i_{sa\beta} = [i_{sa} \ i_{s\beta}]^T, i_{ra\beta} = [i_{ra} \ i_{r\beta}]^T \\ \Psi_{sa\beta} = [\Psi_{sa} \ \Psi_{s\beta}]^T, \Psi_{ra\beta} = [\Psi_{ra} \ \Psi_{r\beta}]^T \\ I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.3-101)$$

变换以后, 式(4.3-83)的电压矩阵方程变成

$$\begin{cases} u_{sa\beta} = R_s i_{sa\beta} + p \Psi_{sa\beta} \\ u_{ra\beta} = R_r i_{ra\beta} + p \Psi_{ra\beta} - \omega_r J \Psi_{ra\beta} \end{cases} \quad (4.3-102)$$

式中:  $-\omega_r J \Psi_{ra\beta}$  为转子的运动电动势。

(2) 磁链方程。式(4.3-90)的磁链方程改为

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa\beta} \\ \Psi_{ra\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s I & L_m I \\ L_m I & L_r I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa\beta} \\ i_{ra\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3-103)$$

式中

$$\begin{cases} L_m = \frac{3}{2} L_{ms} \\ L_s = \frac{3}{2} L_{ms} + L_{ls} = L_m + L_{ls} \\ L_r = \frac{3}{2} L_{ms} + L_{lr} = L_m + L_{lr} \end{cases} \quad (4.3-104)$$

分别为  $\alpha\beta$  坐标系定子与转子同轴等效绕组间的互感、定子等效绕组的自感和转子等效绕组的自感。应该注意, 两相绕组互感  $L_m$  是原三相绕组中任意两相间最大互感 (当轴线重合时)  $L_{ms}$  的 3/2 倍, 这是因为用两个正交绕组等效地取代了三相绕组的缘故。

由式(4.3-102)、式(4.3-103)得

$$\begin{bmatrix} u_{sa\beta} \\ u_{ra\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I & 0 \\ 0 & R_r I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa\beta} \\ i_{ra\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p I & 0 \\ 0 & p I - \omega_r J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sa\beta} \\ \Psi_{ra\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3-105)$$

$$= \begin{bmatrix} (R_s + p L_s) I & p L_m I \\ p L_m I - \omega_r L_m J & (R_r + p L_r) I - \omega_r L_r J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa\beta} \\ i_{ra\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3-106)$$

对比式(4.3-105)和式(4.3-83)可知, 两维坐标系上的电压方程是四维的, 它比三相坐标系上的六维电压方程降低了两维。

在方程式(4.3-106)等号右侧的系数矩阵中, 含  $R$  项表示电阻压降, 含  $pL$  项表示电感压降, 即脉变电动势, 含  $\omega_r$  项表示旋转电动势。为了使物理概念更清楚, 可以把它们分开写, 即

$$\begin{bmatrix} u_{sa\beta} \\ u_{ra\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + p L_s) I & p L_m I \\ p L_m I & (R_r + p L_r) I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa\beta} \\ i_{ra\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ i_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\omega_r J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha\beta} \\ \Psi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3-107)$$

今

$$R = \begin{bmatrix} R_s I & 0 \\ 0 & R_m I \end{bmatrix}, L = \begin{bmatrix} L_s I & L_m I \\ L_m I & L_r I \end{bmatrix}$$

$$u_{q\beta} = \begin{bmatrix} u_{sq\beta} \\ u_{rq\beta} \end{bmatrix}, i_{q\beta} = \begin{bmatrix} i_{sq\beta} \\ i_{rq\beta} \end{bmatrix}$$

$$e_{rq\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\omega_s J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sq\beta} \\ \Psi_{rq\beta} \end{bmatrix}$$

则式 (4.3-107) 可改写为

$$u_{q\beta} = Ri_{q\beta} + Lpi_{q\beta} + e_{r_{q\beta}} \quad (4.3.108)$$

与 ABC 坐标系上的方程不同的是, 该电压方程也降低为四维方程。

对于笼型异步电动机, 由于转子短路, 即  $u_{r\alpha\beta} = 0$ , 则电压方程可变化为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{s\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (R_s + pL_s) \mathbf{I} & pL_m \mathbf{I} \\ pL_m \mathbf{I} - \omega_r L_m \mathbf{J} & (R_r + pL_r) \mathbf{I} - \omega_r L_r \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ i_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (R_s + \sigma L_s p) \mathbf{I} & (L_m / L_r) p \mathbf{I} \\ -L_m R_r \mathbf{I} & (R_r + L_r p) \mathbf{I} - \omega_r L_r \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \Psi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.3-109)$$

式中:  $\sigma = 1 - (L_{\text{m}}^2 / L_s L_r)$ 。

(3) 转矩方程。式(4.3-97)经变换后,可得到 $\alpha\beta$ 坐标上的电磁转矩方程为

$$M_{\text{sc}} = n_p L_m (i_{\text{sg}} i_{\text{rg}} - i_{\text{sg}} i_{\text{r}} \beta) \quad (4.3-110)$$

式 (4.3-103)、式 (4.3-105)、式 (4.3-110) 再加上运动方程式 (4.3-99) 便构成了  $\alpha\beta$  坐标系上的异步电动机数学模型。这种在两维静止坐标系上的数学模型又称作 Kron 的异步电动机方程式或双轴原型电动机 (Two Axis Primitive Machine) 基本方程式。它比三相坐标系上的数学模型简单得多, 阶次也降低了, 但其非线性、多变量、强耦合的性质并未改变。

此外,可选择不同的变量构成电磁转矩的各种表达式。常用的有

用定、转子电流表示式 (4.3-110):

$$M_c = n_p L_m (i_{\alpha\beta}^T J i_{\alpha\beta}) \quad (4.3-111)$$

用定子电流和磁链表示:

$$M_e = n_0 (\Psi_{sg\beta}^T i_{sg\beta}) \quad (4.3-112)$$

用定子电流和转子磁链表示:

$$M_c = n_p (L_m / L_r) (i_{\alpha\beta}^T J \Psi_{r\alpha\beta}) \quad (4.3-113)$$

用定、转子磁链表示:

$$M_e = n_p \{L_m / (\sigma L_s L_r)\} (\Psi_{sq\beta}^T \Psi_{rm\beta}) \quad (4.3-114)$$

(4) 笼型异步电动机数学模型的状态方程式。在某些情况下(例如研究状态观测器等问题时),为了便于研究,有时需要将电动机模型表示为状态方程的形式,以下分析以笼型异步电动机为例。

在两维静止坐标下,以定子电压作为输入的异步电动机模型[见式(4.3-109)]是4阶电压方程,再加上转矩方程(4.3-110)和式(4.3-99)表示的1阶运动方程,异步电动机的状态方程应该是5阶的。由于转子转速 $\omega_r$ 的存在,状态方程是非线性的。

令输入为  $u_{\alpha\beta}$ , 状态变量为  $i_{\alpha\beta}$ ,  $\Psi_{Tq\beta}$ , 在同步频率  $\omega_1 \neq 0$  的条件下, 将式 (4.3-109) 整理后可得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \Psi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) \mathbf{I} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \mathbf{I} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r T_r} \mathbf{J} \\ \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I} & -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha\beta} \\ \Psi_{r\alpha\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(\sigma L_s) \mathbf{I} \\ 0 \end{bmatrix} u_{s\alpha\beta} \quad (4.3-115)$$

$$\text{令} \begin{cases} a_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), a_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}, a'_{12} = -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ a_{21} = \frac{L_m}{T_r}, a_{22} = -\frac{1}{T_r}, a'_{22} = \omega_r \\ T_r = L_r / R_r \\ A(\omega_r) = \begin{bmatrix} a_{11} I & a_{12} I + a'_{12} J \\ a_{21} I & a_{22} I + a'_{22} J \end{bmatrix}, B = [1/(\sigma L_s) I \quad 0]^T \end{cases} \quad (4.3-116)$$

则得

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta} \\ \psi_{ra\beta} \end{bmatrix} = A(\omega_r) \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta} \\ \psi_{ra\beta} \end{bmatrix} + Bu_{\alpha\beta} \quad (4.3-117)$$

依据式(4.3-117)和转矩公式(4.3-113),可得异步电动机的框图4.3-39,图中阴影部分的参数为时变的。

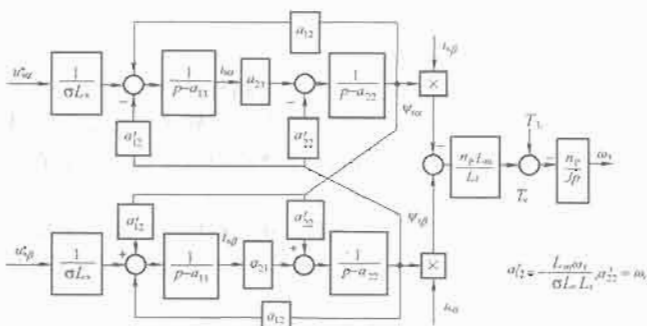


图 4.3-39 两相静止坐标下笼型异步电动机的数学模型

按照图 4.3-39, 对两维坐标系上的异步电动机可以得到以下结论:

1) 以电压作为输入模型由一个 4 阶电压方程和一个 1 阶运动方程构成。对于笼型电动机, 转子内部是短路的,  $u_{r\alpha} = u_{r\beta} = 0$ 。可供选做状态变量的有: 转子转速  $\omega_r$ , 4 个电流变量  $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$  或 4 个磁链变量  $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}, \Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$  (还可以有气隙磁链等), 其中, 由式 (4.3-103) 所反映的电流变量和磁链变量是线性相关的。

2) 由于状态变量转子速度  $\omega_r$  存在于 A 阵之中, 而电磁转矩  $M_e$  为两个状态变量的点积, 所以电动机为非线性和强耦合的。在用传感器检测出电动机转子速度  $\omega_r$  时, 一些研究也将  $\omega_r$  作为时变参数处理, 此时可将式 (4.3-110) 的电压方程按 4 阶线性时变方程看待。对于转子速度  $\omega_r$  为未知变量的情况 (例如在无速度传感器条件下构成的控制系统), 由于在大多数工况下  $\omega_r$  的变化比其他电变量变化得慢, 一些研究也将  $\omega_r$  作为时变参数处理。

3) 定子电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$  可测, 可直接用来做状态反馈。而转子电流  $i_{ra}$ 、 $i_{rb}$  和转子磁链  $\psi_{ra}$ 、 $\psi_{rb}$  不可测量, 但可以证明是可观的 (observable)。

4) 根据控制系统构成的需要,有多种选取状态变量的方法。常见的有:

①  $\omega_r - \Psi_r - i_s$  模型: 选定子电流  $i_{sa}, i_{sb}$  和转子磁链  $\Psi_{ra}, \Psi_{rb}$  (可用磁链模型计算或观测)。矢量控制方法采用这组变量。

②  $\omega_r - \Psi_s - i_s$  模型: 选定子电流  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$  和定子磁链  $\Psi_{sa}$ 、 $\Psi_{sb}$  (可用磁链模型计算或观测)。直接转矩控制方法采用这组变量。

### 5.2.3 在 dq 旋转坐标系上的数学模型

二维坐标系可以是静止的,也可以是旋转的,其中以任意转速旋转的坐标系为最一般的情况。有了这种情况下的数学模型,要求出某一特定的二维旋转坐标系上的模型就比较

容易了。

如图 4.3-40 (a) 所示, 设两维旋转坐标 d 轴与三相定子坐标 A 轴的夹角为  $\theta_{dq} = \omega_{dq}t$ , 则  $p\theta_{dq} = \omega_{dq}$  为 dq 坐标系相对于定子的角转速,  $\omega_{rdq} = \omega_{dq} - \omega_r$  为 dq 坐标系相对于转子 a 轴的角速度, 其中  $\omega_r = \omega_{dq} - \omega_{dqr}$  为  $n_p = 1$  条件下静止坐标系上的电动机转子角速度。

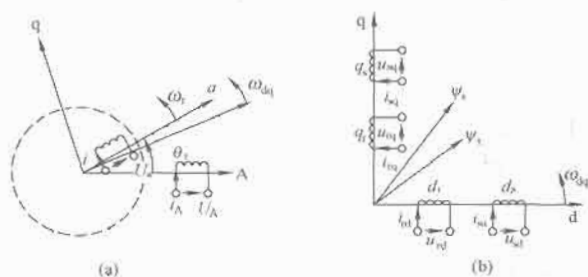


图 4.3-40 异步电动机在两相旋转坐标系 dq 上的磁链模型  
(a) 定、转子坐标系与 dq 坐标系的关系; (b) 磁链模型

要把三相静止坐标系上的异步电动机方程式 (4.3-100) 变换到两维旋转坐标系上来, 可以先利用 3/2 变换将方程式中定子和转子的电压、电流、磁链和转矩都变换到两维静止坐标系  $\alpha\beta$  上, 然后再用旋转变换阵  $C_{2s/2r}$  将这些变量变换到两维旋转坐标系 dq 上。下面是变换后得到的数学模型。

(1) 磁链方程。对式 (4.3-103) 做  $C_{2s/2r}$  变换, 有

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sdq} \\ \Psi_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s I & L_m I \\ L_m I & L_r I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix} \quad (4.3-118)$$

式中:  $L_m, L_s, L_r$  分别为 dq 坐标系上定子与转子同轴等效绕组间的互感、定子等效绕组的自感和转子等效绕组的自感, 其值与式 (4.3-104) 所表示的  $\alpha\beta$  坐标系上的对应参数相等。

由式 (4.3-103)、式 (4.3-118) 知, 在两维正交的静止或旋转坐标系上, 定子和转子的等效绕组都落在同样的两根轴上, 而且两轴互相垂直, 它们之间没有耦合关系。互感磁链只在同轴绕组之间存在, 所以式中每个磁链分量只剩下两项, 电感矩阵比 ABC 坐标系的  $6 \times 6$  矩阵简单多了。以式 (4.3-118) 为例, 定转子磁链模型如图 4.3-40 (b) 所示。

(2) 电压方程。依据式 (4.3-106)、dq 坐标系电压-电流方程式可写成

$$\begin{bmatrix} u_{sdq} \\ u_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I + L_s(pI + \omega_{sdq}J) & L_m(pI + \omega_{sdq}J) \\ L_m(pI + \omega_{rdq}J) & R_r I + L_r(pI + \omega_{rdq}J) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix} \quad (4.3-119)$$

式中:  $u_{sdq} = [u_{sd} \ u_{sq}]^T$ ,  $i_{sdq} = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$ 。

定义  $u_{dq} = \begin{bmatrix} u_{sdq} \\ u_{rdq} \end{bmatrix}$ ,  $i_{dq} = \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix}$ , 旋转电动势  $e_{rdq} = \begin{bmatrix} \omega_{sdq}J & 0 \\ 0 & \omega_{rdq}J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sdq} \\ \Psi_{rdq} \end{bmatrix}$ , 由此, 可得在旋转坐标下的电压矢量方程

$$u_{dq} = Ri + Lp i_{dq} + e_{rdq} \quad (4.3-120)$$

(3) 转矩和运动方程。依据式 (4.3-97) 可得到 dq 坐标系上的转矩方程为

$$M_e = n_p L_m (i_{sdq}^T J i_{rdq}) = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (4.3-121)$$

运动方程与坐标变换无关, 仍为式 (4.3-99)。

式 (4.3-118)、式 (4.3-119)、式 (4.3-121) 和式 (4.3-99) 构成了异步电动机在以任意转速旋转的 dq 坐标系上的数学模型。它也比 ABC 坐标系上的数学模型简单得多,

其非线性、多变量、强耦合的性质并未改变。

(4) 在两维同步旋转坐标系上的数学模型。令坐标轴的旋转速度  $\omega_{dq}$  等于定子频率的同步角转速, 即  $\omega_{dq} = \omega_1$ , 则得到另一种很有用的坐标系, 即两维同步旋转坐标系。其坐标轴仍用 (d, q) 来表示, 而转子的转速为  $\omega_r$ , 因此 dq 轴相对于转子的角转速即转差角频率为

$$\omega_1 - \omega_r = \omega_s \quad (4.3-122)$$

将式 (4.3-122) 代入式 (4.3-119), 并注意到式 (4.3-118), 可得同步旋转坐标系上用定、转子电流表示, 以及用定子电流和转子磁链表示的电压方程为

$$\begin{bmatrix} u_{sdq} \\ u_{rdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I + L_s(pI + \omega_1 J) & L_m(pI + \omega_1 J) \\ L_m(pI + \omega_1 J) & R_r I + L_r(pI + \omega_1 J) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ i_{rdq} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} R_s I + L_s(pI + \omega_1 J) & (L_m/L_r)(pI + \omega_1 J) \\ -L_m/L_r I & (1/T_r + p)I + \omega_s J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sdq} \\ \Psi_{rdq} \end{bmatrix} \quad (4.3-123)$$

此时, 磁链方程、转矩方程和运动方程均不变。

两维同步旋转坐标系的特点是, 当三相 ABC 坐标系中的电压和电流是交流正弦波时, 变换到 dq 坐标系上就表现为直流的形式。

对于笼型异步电动机,  $u_{rdq} = 0$ 。依据式 (4.3-123) 和转矩方程可绘成动态等效电路, 如图 4.3-41 所示。与图 4.3-39 相比, 图 4.3-41 复杂了一些, 但是如果把旋转变换做一个调整, 即将 d 轴的方向规定为转子磁链的方向, 则由于  $\Psi_{rq} = 0$ , 图形将大大被化简。将 d 轴的方向规定为转子磁链的方向后, 定义 d 轴为 M 轴, q 轴为 T 轴, 则由于  $\Psi_{rq} = 0$ , 在 (M, T) 坐标系上笼型异步电动机的数学模型被化简为如图 4.3-42 所示的模型。

## 6 异步电动机矢量控制系统

异步电动机的动态数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统。虽然通过坐标变换, 可以使模型降阶和化简, 但并没有改变其非线性、多变量的本质。因此, 在研发具有高动态调速性能的控制方案时, 必须考虑这个特点。目前应用较多的方案有:

- (1) 按转子磁链定向的矢量控制系统。
- (2) 按定子磁链控制的直接转矩控制系统。

### 6.1 矢量控制系统的基本原理

#### 6.1.1 矢量控制的出发点

矢量控制的基本思路是: 通过坐标变换将异步电动机等效成直流电动机, 然后模仿直流电动机的控制方法对异步电动机的电磁转矩进行控制。图 4.3-43 (a) 表示产生他励直流电动机电磁转矩的两个变量电枢电流  $i_a$  和主磁通  $\Psi$  的空间关系, 而主磁通  $\Psi$  是由励磁绕组 F 中的电流  $i_f$  产生的。对于异步电动机, 如第 5 节所述, 定子三相电流  $i_A, i_B, i_C$  通过 3/2 变换可以等效成两维正交静止坐标系上的交流电流  $i_\alpha$  和  $i_\beta$ , 如图 4.3-43 (b) 所示。再通过同步旋转变换, 可以等效成同步旋转坐标系上的直流电流  $i_M$  和  $i_T$ , 如图 4.3-43 (c) 所示。当观察者与电动机定子一样站在地面上时, 他所看到的是一台异步电动机, 如果观察者站到转子铁芯上与 MT 坐标系同步旋转, 他所看到的便是一台与图 4.3-43 (a) 结构相同的“直流电动机”了。通过控制, 可使交流电动机的转子磁链  $\Psi_r$  相当于等效“直流电动机”的励磁磁链, 则 M 绕组相当于直流电动机的励磁绕组,  $i_M$  相当于励磁电流  $i_f$ , T 绕组相当于直流电动机的电枢绕组,  $i_T$





式(4.3-126)、式(4.3-128)、式(4.3-129)和运动方程(4.3-99)即为笼型异步电动机在MT坐标系上的数学模型。相应的方框图如图4.3-42所示。比较该图与图4.3-41可以看出,采用转子磁链定向后,电动机的模型被大大地简化了。

由图4.3-42可以得到按转子磁链定向时的特点:

(1) 转子磁链 $\Psi_r$ 仅由定子电流励磁分量 $i_{sM}$ 产生,与转矩分量 $i_{sT}$ 无关,从这个意义上看,定子电流的励磁分量与转矩分量是解耦(decoupling)的。式(4.3-128)还表明, $\Psi_{rM}$ 与 $i_{sM}$ 之间的传递函数是一阶惯性环节,其时间常数 $T_r$ 为转子时间常数,当励磁电流分量 $i_{sM}$ 突变时, $\Psi_r$ 的变化要受到励磁惯性的阻挠,这和直流电动机励磁绕组的惯性作用是一致的。

(2) 电磁转矩 $M_e$ 是变量 $i_{sT}$ 和 $\Psi_{rM}$ 的点积,即由式(4.3-129)表示。由于 $M_e$ 同时受到变量 $i_{sT}$ 和 $\Psi_{rM}$ 的影响,仍旧是耦合着的。

如果通过控制能够做到

$$\Psi_{rM} = |\Psi_r| = \text{const} \quad (4.3-130)$$

则电磁转矩 $M_e$ 与转矩电流分量 $i_{sT}$ 变成线性关系,对转矩的控制问题就转化为对转矩电流分量的控制问题。此外,为了输出最大转矩,也需要使电动机工作在额定磁链状态。

在式(4.3-130)的前提下,图4.3-42中的 $(L_m/L_r)p\Psi_{rM}$ 项为零,而由式(4.3-128)可把 $\omega_1(L_m/L_r)\Psi_{rM}$ 项改写为

$$\begin{aligned} \omega_1(L_m/L_r)\Psi_{rM} &= (\omega_r + \omega_s)(L_m/L_r)\Psi_{rM} \\ &= \omega_r(L_m/L_r)\Psi_{rM} + (L_m/L_r)^2 R_r i_{sT} \end{aligned} \quad (4.3-131)$$

由此可进一步将图4.3-42化简成图4.3-44。

由图4.3-44可见,由于参数 $\sigma L_{rs}$ 的值非常小,可以忽略耦合项 $\omega_1 \sigma L_{rs}$ 对各轴的影响,在按转子磁链定向并且幅值 $\Psi_{rM}$ 为常数的条件下,电动机可被分为两个相互基本独立,并具有以下特性的子系统:

(1) 由电压分量 $u_{sM}$ 作为输入、定子电流的励磁分量 $i_{sM}$ 决定的励磁子系统。该系统可以保证电动机工作在设计的额定励磁值的附近,这样电动机可输出最大的电磁转矩。

(2) 由电压分量 $u_{sT}$ 作为输入、定子电流的转矩分量 $i_{sT}$ 作为输出的转矩子系统,转矩分量 $i_{sT}$ 与转矩 $M_e$ 为线性关系。

此外, $(L_m/L_r)\Psi_{rM}\omega_r$ 项正比于转子转速 $\omega_r$ ,相当于他励直流电动机的反电势。

需要注意的是,实现矢量控制的关键是要设法得到转子磁链矢量的幅值和位置 $(\Psi_{rM}, \theta_r)$ 。当式(4.3-130)不成立(例如弱磁控制)时,“ $M_e$ 正比于 $i_{sT}$ ”也不再成立,此时应该按图4.3-42讨论电磁转矩的特性。

### 6.1.3 矢量控制系统的构成

尽管目前还没有实用的直接检测转子磁链矢量 $\Psi_r$ 的方法,为了简单地说明矢量控制的原理,本小节先在假设转子磁链 $\Psi_r$ 可以检测的条件下叙述矢量控制系统的实现。同时,为了便于区别控制器中设定的变量(参数)与电动机中实际的变量(参数),用右上标“\*”表示控制器中的变量或参数。

测得转子磁链 $\Psi_r$ 后,典型矢量控制(VC)系统如图4.3-45所示。该系统由下列各环节组成:

(1)  $|\Psi_r|$ 和 $\theta_r$ 的计算:由ABC坐标下检测到的 $\Psi_{rABC}$ ,经过3/2变换可得 $\Psi_r = [\Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta}]^T$ ,再由极坐标变换式(4.3-132)可得 $|\Psi_r|$ 和 $\theta_r$ 。

$$\begin{cases} \Psi_{rM} = |\Psi_r| = \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \\ \theta_r = \arccos \{ \Psi_{r\alpha} / \Psi_{rM} \} \end{cases} \quad (4.3-132)$$

(2) 转矩电流分量的计算:由ABC坐标下检测到的三

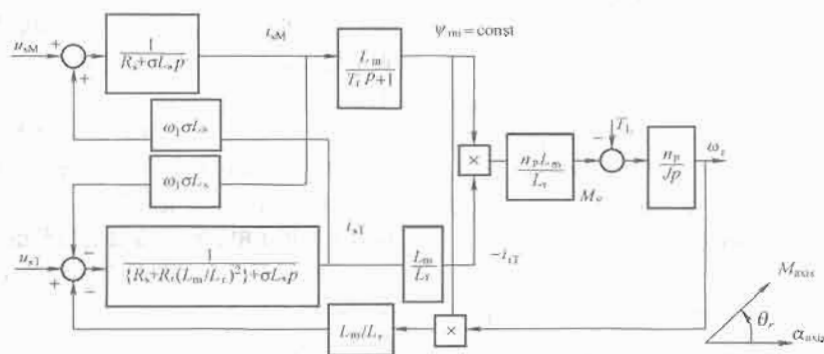


图4.3-44 笼型异步电动机在MT坐标系上且 $|\Psi_r|$ 为常数条件下的数学模型

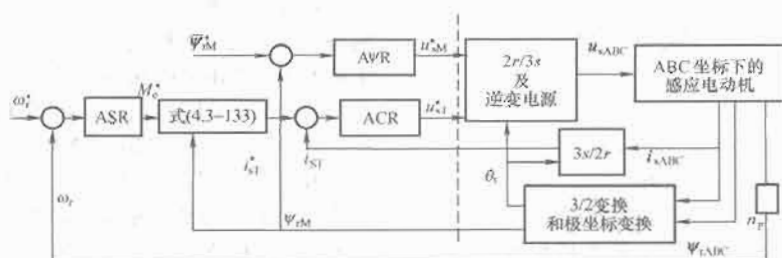


图4.3-45 转子磁链可测条件下的VC系统

ASR—转速调节器; ACR—电流调节器; AVR—磁链调节器

相定子电流  $i_{sABC}$ , 经过  $3/2$  变换和旋转变换后 (合称  $3s/2r$  变换), 可得到  $i_s = [i_{sM} \ i_{sT}]^T$ 。

(3) 由磁链给定  $|\Psi_r^*| = \Psi_{rM}^*$  和电动机磁链反馈构成磁链闭环, 使得  $\Psi_{rM} = \Psi_{rM}^* = \text{const}$  成立。

(4) 转速调节器 ASR 的输出是转矩指令  $M_e^*$ , 由式 (4.3-133) 可求出定子电流转矩分量的给定信号  $i_{sT}^*$ , 再与电动机定子电流转矩分量  $i_{sT}$  经电流调节器 ACR 构成转矩控制环。

$$i_{sT}^* = \frac{L_r}{n_p L_m \Psi_r^*} M_e^* \quad (4.3-133)$$

(5)  $M$  轴、 $T$  轴两个调节器的输出分别为  $u_{sM}^*$  和  $u_{sT}^*$ , 经过旋转反变换和  $2/3$  变换 (合称为  $2r/3s$  变换), 将  $u_{sM}^*$ ,  $u_{sT}^*$  变换成用以控制电动机的电压  $u_{ABC}^* = [u_A^* \ u_B^* \ u_C^*]^T$ , 即

$$\begin{bmatrix} u_A^* \\ u_B^* \\ u_C^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sM}^* \\ u_{sT}^* \end{bmatrix} \quad (4.3-134)$$

在图 4.3-45 的基础上可以分析系统的稳定性, 还可以设计系统中的三个调节器的参数。

转子磁链信号  $\Psi_r$  是难以实测的, 如何得到  $\Psi_r$  是实现矢量控制的关键。实用的系统中多采用间接的方法, 即利用容易测得的电动机电压、电流或转速等信号, 借助于电动机的数学模型, 实时地计算转子磁链的幅值与相位。

根据获取转子磁链模型的不同方法, 矢量控制系统的典型工程实现有以下两类:

(1) 事先在控制器中算出转子磁链的转差型矢量控制系统 (Slip type Vector Control System), 又称间接矢量控制系统 (Indirect Vector Control System)。

(2) 用模型计算或状态观测得到转子磁链并构成带磁链反馈的直接矢量控制系统 (Direct Vector Control System)。

## 6.2 转差型间接矢量控制系统

由于转子磁链难以得到, 可根据式 (4.3-125) 与式 (4.3-127) 的等价性, 利用式 (4.3-127) 求得的转差角频率计算磁链的位置, 同时利用式 (4.3-128) 求得磁链幅值, 这样的系统称作转差型矢量控制系统, 即间接矢量控制系统。这种系统实际上比直接的磁链反馈简单。

### 6.2.1 控制算法

控制算法的目的是在控制器中求得  $\Psi_{rM}$  和  $\theta_r$  以重构一个与电动机相同的  $MT$  模型, 如图 4.3-46 所示。

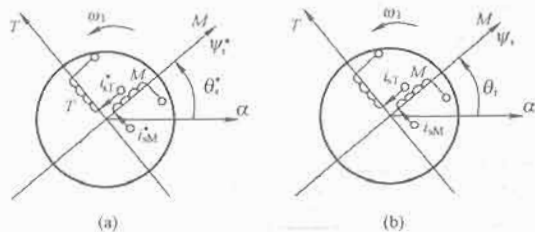


图 4.3-46 电动机中的  $MT$  坐标和  
控制器中的  $MT$  坐标

(a) 控制器中的模型示意; (b) 实际电动机模型示意

设电动机的转子时间常数  $T_r$  已知, 可在控制器中设定  $T_r^* = T_r$ , 由于电动机的定子电流  $i_s$  可测, 由式 (4.3-127) 可得

$$\omega_s^* = (L_m / T_r^*) i_{sT} / \Psi_{rM} \quad (4.3-135)$$

由于系统中具有定子电流闭环, 则  $i_s^* = i_s$ , 即

$$i_{sT}^* = i_{sT}, \quad i_{sM}^* = i_{sM} \quad (4.3-136)$$

于是, 一般在工程上可采用下式计算

$$\omega_s^* = (L_m / T_r^*) i_{sT}^* / \Psi_{rM}^* \quad (4.3-137)$$

式中:  $\Psi_{rM}^*$  为转子磁链幅值的指令值, 其额定值可根据电动机的参数求得。

由于转子转速  $\omega_r$  可被检测, 所以转子磁链的位置为

$$\theta_r = \int_0^t (\omega_r + \omega_s^*) dt \quad (4.3-138)$$

得到磁链位置  $\theta_r$  后, 可以通过旋转变换得到励磁电流分量  $i_{sM}$ , 从而实施反馈控制。

### 6.2.2 基于电压型逆变器的转差型矢量控制系统

图 4.3-47 是采用电压型逆变器 (VSI) 的转差型矢量控制系统原理图。

(1) 转速调节器 ASR 的输出是转矩指令  $M_e^*$ , 转差频率给定信号  $\omega_s^*$  可由式 (4.3-137) 计算; 而转矩电流分量  $i_{sT}^*$  则由式 (4.3-133) 的变形即式 (4.3-139) 得到。

$$i_{sT}^* = \frac{L_r}{n_p L_m \Psi_{rM}^*} M_e^* \quad (4.3-139)$$

(2) 由式 (4.3-138) 用转差频率给定信号  $\omega_s^*$  与测得的转子转速算出转子磁链的位置  $\theta_r^*$ 。

(3) 定子电流励磁分量给定信号  $i_{sM}^*$  和转子磁链给定信号  $\Psi_r^*$  之间的关系如式 (4.3-128) 所示。在运行时如果设定  $\Psi_{rM} = \text{const}$ , 就可以将式中的比例微分环节  $(T_r p + 1)$  省略, 用  $i_{sM}^* = \Psi_{rM}^* / L_m$  代替式 (4.3-128) 得到  $i_{sM}^*$ 。此外, 在  $\Psi_{rM} = \text{const}$  的条件下, 还可将式 (4.3-137) 和式 (4.3-139) 化简为以下两式来计算  $\omega_s^*$  和  $i_{sT}^*$ 。

$$\omega_s^* = \frac{(1/T_r^*) i_{sT}^*}{i_{sM}^*} \quad (4.3-140)$$

$$i_{sT}^* = \frac{L_r}{n_p L_m^2 i_{sM}^*} M_e^* \quad (4.3-141)$$

(4) 检测出的定子电流经  $3/2$  变换和旋转变换后得到  $MT$  轴上的  $[i_{sM} \ i_{sT}]^T$ , 并由此构成电流反馈控制。采用 PI 调节器以获得较好的电流响应, 从而获得较优良的转矩动态响应。

(5) 电流调节器 ACR 的输出为  $[u_{sM}^* \ u_{sT}^*]^T$ , 经旋转反变换之后作为电压型逆变器的控制信号。在图 4.3-47 中, SV 表示空间电压矢量调制。

### 6.2.3 基于电流型逆变器的转差型矢量控制系统

如果给异步电动机供电的电源是电流型逆变器 (CSI), 则电动机的输入为定子电流  $i_s^* = i_s$ , 此时电动机的模型比较简单。基于式 (4.3-137)、式 (4.3-138) 和式 (4.3-139) 可得到控制系统的结构, 如图 4.3-48 所示。与图 4.3-47 相比, 系统没有电流环, 但必须设置过电压保护。

### 6.2.4 转子时间常数的变化对转矩控制的影响

转子时间常数要随转子温度等因素变化。当  $T_r^* = T_r$  不成立时, 如图 4.3-47 所示的控制器中计算出的  $M$  坐标就偏离了电动机中实际的转子磁链方向,  $\theta_r^* = \theta_r$  也不成立, 于是上述的转矩解耦就不再成立。此时控制器中采用的是一个人工设定的  $MT$  坐标上的电动机模型, 而电动机侧则要用  $[d, q]$  坐标系上的电动机模型来描述。

由于转子时间常数的变化较慢, 仍然可以使用式 (4.3-124) 作为分析的基础。以下以如图 4.3-47 所示的控制系统为例分析转子时间常数变化对转矩控制带来的误差。

由于实施了图 4.3-47 的“矢量控制”, 以下条件成立。

(1) 电流控制的结果使得稳态时式 (4.3-136) 成立, 即  $i_{sMT}^* = i_{sMT}$ 。

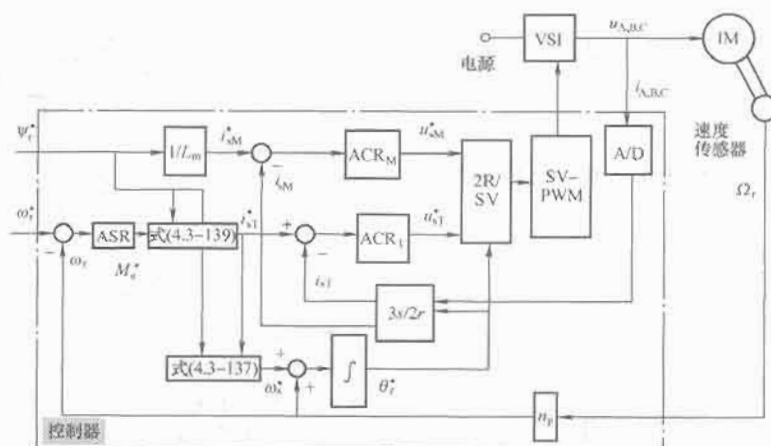


图 4.3-47 基于 VSI 的转差型矢量控制系统

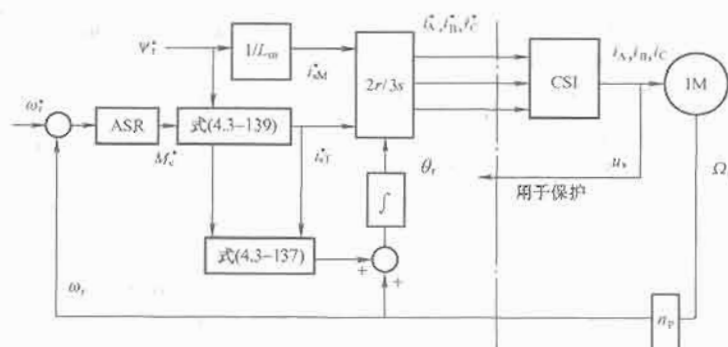


图 4.3-48 基于 CSI 的转差型矢量控制系统

(2) 稳态时的转差频率: 由  $\omega_1^* = \omega_1$  得  $\omega_r + \omega_s^* = \omega_r + \omega_s$ , 所以

$$\omega_s^* = (1/T_r^*) i_{sT}^* / i_{sM}^* = \omega_s \neq (1/T_r) i_{sT} / i_{sM} \quad (4.3-142)$$

(3) 控制器中的转矩指令和电动机中实际的转矩分别是

$$\begin{cases} M_e = n_p (L_m / L_r) (i_{sq} \Psi_{rd} - i_{sd} \Psi_{rq}) \\ M_e^* = n_p (L_m / L_r) i_{sT}^* \Psi_{rM}^* \end{cases} \quad (4.3-143)$$

由式 (4.3-124) 的下一行 (转子方程) 和式 (4.3-126) 的第 3、4 行可得

$$\begin{aligned} L_m i_{sMT}^* &= (I + T_r^* (pI + \omega_s^* J)) \Psi_{rMT}^* \\ &= L_m i_{sdq} = (I + T_r (pI + \omega_s J)) \Psi_{rdq} \end{aligned} \quad (4.3-144)$$

为了简单, 仅分析稳态 ( $p=0$ ) 时的状况, 所以式 (4.3-144) 变为

$$(I + T_r^* \omega_s^* J) \Psi_{rMT}^* = (I + T_r \omega_s J) \Psi_{rdq} \quad (4.3-145)$$

设  $k_1 = T_r^* \omega_s^*$ ,  $k_2 = T_r \omega_s$ , 并注意到  $\Psi_{rMT}^* = [\Psi_{rM}^* \ 0]^T$ , 由式 (4.3-145) 可得

$$\begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{1+k_2} \begin{bmatrix} (1+k_1 k_2) \Psi_{rM}^* \\ (k_1 - k_2) \Psi_{rM}^* \end{bmatrix} \quad (4.3-146)$$

令  $\Psi_{rMT}^*$  与  $\Psi_{rdq}$  之间的夹角为  $\Delta\theta$ , 由式 (4.3-146) 可知

$$\Delta\theta = \arctan \left( \frac{k_1 - k_2}{1 + k_1 k_2} \right) \quad (4.3-147)$$

将式 (4.3-146) 代入 (4.3-143) 中电动机的转矩方程, 则电动机实际产生的电磁转矩为

$$M_e = n_p (L_m / L_r) (i_{sq} \Psi_{rd} - i_{sd} \Psi_{rq})$$

$$= n_p (L_m / L_r) \left\{ i_{sT}^* \Psi_{sM}^* + \frac{k_1 - k_2}{1 + k_2^2} (k_2 i_{sT}^* - \Psi_{rM}^* / L_m) \Psi_{rM}^* \right\} \quad (4.3-148)$$

式 (4.3-148) 的第 1 项是给定的转矩值, 第 2 项是由  $T_r^* \neq T_r$  产生的误差项。

### 6.3 磁链闭环直接矢量控制系统

在矢量控制系统的研发历史上, 最先想到的是如何根据电动机的磁链模型获得转子磁链信号  $\Psi_{r\alpha\beta}$ , 然后由式 (4.3-132) 得到  $(|\Psi_r|, \theta_r)$ , 并分别构成独立的电磁转矩和转子磁链的控制闭环。

#### 6.3.1 转子磁链的估算与观测

转子磁链可以从电动机数学模型中推导出来, 也可以利用状态观测器或状态估计理论得到闭环的观测模型。基于电动机模型的计算方法简单易行, 但由于没有对计算偏差以及积分器初值偏差引起的误差校正的功能, 计算结果不易收敛于真值, 也就是电动机的实际值。基于磁链 (状态) 观测器方法的观测值在理论上收敛于真值, 但由于观测器中用到的电动机参数过多、计算也复杂, 现在的实用性还较差。

##### 6.3.1.1 基于电动机模型计算转子磁链

由于主要实测信号的不同, 计算方法分电流模型和电压模型两种。

(1) 计算转子磁链的电流模型。根据描述磁链与电流关系的磁链方程来计算转子磁链, 所得出的模型叫作电流模型。电流模型可以在不同的坐标系上获得, 这里只以两相静止坐标系为例说明转子磁链的电流模型。

由实测的三相定子电流通过 3/2 变换很容易得到两相静止坐标系上的电流  $i_{\omega}$  和  $i_{sq}$ , 从而得到计算转子磁链的电流

模型

$$\Psi_{ra\beta}^* = \frac{1}{T_r^* p + 1} (L_m^* i_{sa\beta} + \omega_r T_r^* J \Psi_{ra\beta}^*) \quad (4.3-149)$$

式中:  $L_m^*$ 、 $T_r^*$  为计算机中设定值。

按式 (4.3-149) 构成转子磁链分量的计算框图如图 4.3-49 所示。

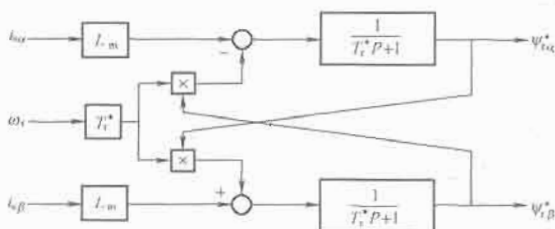


图 4.3-49 在两相静止坐标上  
计算转子磁链的电流模型

转子磁链的电流模型适合于模拟控制,用运算放大器和乘法器就可以实现。采用微机做离散计算时,由于  $\Psi_{ra}$  与  $\Psi_{rb}$  之间有交叉反馈关系,有可能不收敛。

(2) 计算转子磁链的电压模型。根据电压方程中感应电动势等于磁链变化率的关系,取电动势的积分就可以得到磁链,称作计算转子磁链的电压模型。

$$\Psi_{ra\beta}^* = \frac{L_r^*}{L_m^*} \left[ \int (u_{sa\beta} - R_s^* i_{sa\beta}) dt - \sigma L_s^* i_{sa\beta} \right] \quad (4.3-150)$$

式中:  $L_s^*$ 、 $L_m^*$  和  $R_s^*$  为计算机中的设定值。

按式 (4.3-150) 构成转子磁链的电压模型如图 4.3-50 所示。由图可见,它只需要实测的电压和电流信号,不需要转速信号,且算法与转子电阻  $R_r$  无关,只与定子电阻  $R_s$  有关,而  $R_s$  是容易测得的。和电流模型相比,电压模型受电动机转子电阻  $R_r$  变化的影响较小,而且算法简单。但是,由于电压模型包含纯积分项,积分的初始值和累积误差都会影响计算结果。低速时,定子电阻压降变化的影响也较大。

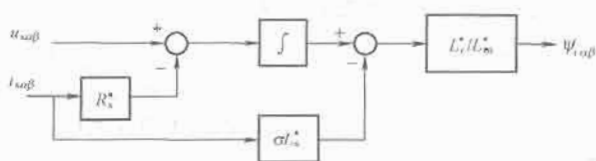


图 4.3-50 计算转子磁链的电压模型

### 6.3.1.2 采用状态观测器观测转子磁链

按电动机模型计算属于开环计算,由于计算机中的积分初值与实际对象的积分初值不等,计算所用参数也有误差,因此开环计算难以保证计算结果的准确性。为此,需要设计具有“误差反馈”环节的状态观测器(observer)来保证被观测量收敛于其真值,即实际值。

(1) 全维磁链观测器。依据电动机数学模型,可以在控制器中重构一个状态变量为  $(\hat{i}_s, \hat{\Psi}_r)$  的全维磁链观测器,其结构如图 4.3-51 的虚线框所示。该观测器的维数与电动机的实际维数相等,被称为全维状态观测器(full order observer)。由于这两个模型的输入相同,并且由于有反馈项  $G(\hat{i}_s - i_s)$ ,所以观测误差可最终被消除。

在同步转速  $\omega_1 \neq 0$  的条件下,电动机的模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} + B u_s \quad (4.3-151)$$

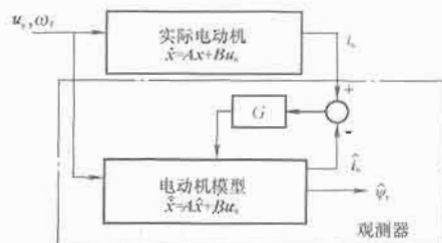


图 4.3-51 电动机转子磁链全维观测器示意图

式中的系数矩阵  $A$  由式 (4.3-116) 表示。矩阵  $A$  中含有状态变量  $\omega_r$ , 所以模型是非线性的。如果将转子转速  $\omega_r$  看作缓慢变化的时变参数,并假定控制器中重构的系数矩阵  $A$  的所有参数都与实际电动机的参数相等,根据状态观测器理论,依据式 (4.3-151) 所构成的全维状态观测器为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sa\beta} \\ \hat{\Psi}_{ra\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{sa\beta} \\ \hat{\Psi}_{ra\beta} \end{bmatrix} + B u_{sa\beta} + G \begin{bmatrix} i_{sa\beta} - \hat{i}_{sa\beta} \\ \Psi_{ra\beta} - \hat{\Psi}_{ra\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3-152)$$

反馈矩阵  $G$  的一般式可写为

$$G = \begin{bmatrix} g_1 I + g_2 J & 0 \\ g_3 I + g_4 J & 0 \end{bmatrix} \quad (4.3-153)$$

注意,由于式 (4.3-152) 为线性时变系统,不能套用线性定常系统观测器的设计方法来设计矩阵  $G$ 。

(2) 降维磁链观测器。由于电动机的定子电流  $i_s$  也可以看作是已知的输入量,而需要求解的只是电动机转子磁链  $\Psi_{ra\beta}$  的两个分量,据此可将四维方程降维,构成磁链的降维观测器(reduced order observer)。将式 (4.3-117) 展开,并将转子磁链换为观测量  $\hat{\Psi}_r$  后可得下式

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sa\beta} \\ \hat{\Psi}_{ra\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} I & a_{12} I + a'_{12} J \\ a_{21} I & a_{22} I + a'_{22} J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sa\beta} \\ \hat{\Psi}_{ra\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/(\sigma L_s) \\ 0 \end{bmatrix} u_{sa\beta} \quad (4.3-154)$$

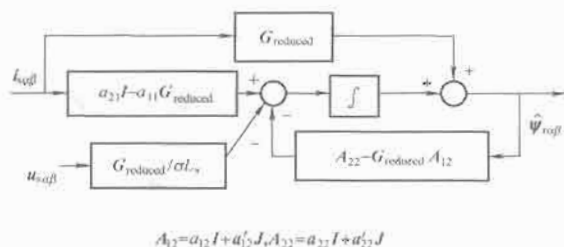
式中:  $a_{11}$ 、 $a_{12}$ 、 $a_{21}$ 、 $a_{22}$ 、 $a'_{12}$ 、 $a'_{22}$  由公式 (4.3-116) 定义。把  $i_s$  作为输入时,由式 (4.3-154) 的第 2 行可构成观测器式为

$$\dot{\hat{\Psi}}_{ra\beta} = a_{21} \hat{i}_{sa\beta} + (a_{22} I + a'_{22} J) \hat{\Psi}_{ra\beta} + G_{\text{reduced}} (\hat{i}_{sa\beta} - i_{sa\beta}) \quad (4.3-155)$$

式中:  $G_{\text{reduced}}$  为降维观测器的反馈系数矩阵。由式 (4.3-154) 的第 1 行得

$$\dot{i}_{sa\beta} = a_{11} \hat{i}_{sa\beta} + (a_{12} I + a'_{12} J) \hat{\Psi}_{ra\beta} + (1/\sigma L_s) u_{sa\beta} \quad (4.3-156)$$

代入后,可以构成降维磁链观测器,如图 4.3-52 所示。



$$A_{12} = a_{12} I + a'_{12} J, A_{22} = a_{22} I + a'_{22} J$$

图 4.3-52 降维磁链观测器

### 6.3.2 控制系统构成

计算或观测出转子磁链  $\hat{\Psi}_{ra\beta}$  后,就可以用转子磁链的位置  $\theta_r$  构成旋转坐标,并用转子磁链幅值  $|\hat{\Psi}_r|$  构成磁链闭环,或仿照图 4.3-47 进行  $\Psi_{ra}^*/L_m$  运算后构成励磁电流  $i_{sm}^*$  的闭环。



图 4.3-53 是基于 VSI 的直接矢量控制系统结构图, 它与图 4.3-45 的不同之处仅在于磁链观测环节。由于数字控制器的进步, 图中虚线的左部及下部都可以用数字控制来实现。

无论是转差型矢量控制还是磁链闭环矢量控制, 都具有

动态性能好、调速范围宽的优点。采用较高精度的光电码盘时, 一般可达  $D=100$  以上。转差型矢量控制需要电动机的参数较少, 实现简单, 已在实际中获得普遍应用, 为了减小参数误差的影响, 还可用“参数辨识”以实时获得正确的参数。

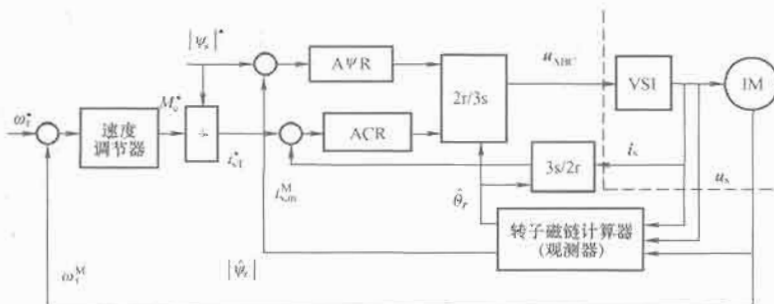


图 4.3-53 基于 VSI 的直接矢量控制系统结构图

## 7 异步电动机直接转矩控制系统

和矢量控制不同, 直接转矩控制 (Direct Torque Control) 放弃了旋转坐标变换和在数学模型中解耦的目的, 不去模仿直流电动机的控制, 而直接采用  $\alpha\beta$  静止坐标系上的数学模型, 通过检测电动机定子电压和电流, 计算出定子磁链和转矩, 与给定值比较得到差值后, 借助一个预先存储的矢量表实现磁链和转矩的直接控制, 不需要专门的 PWM 信号发生器。对转矩的这种直接控制方式也被称之为“直接自控制”, 直接转矩控制通过控制转矩和定子磁链来间接控制电流, 具有结构简单、转矩响应快以及对转子参数鲁棒性好等优点。

### 7.1 直接转矩控制原理

直接转矩控制系统的磁链控制方案有两种: 一种采用圆形磁链, 另一种采用六边形磁链。圆形磁链直接转矩控制的基本思想是在准确观测定子磁链的大小和空间位置并通过闭环保持其幅值基本恒定的条件下, 通过控制电动机的瞬时输入电压来控制定子磁链的瞬时旋转速度, 改变它对转子的瞬时转差率, 达到直接控制电动机输出转矩的目的。六边形磁链的直接转矩控制方法重点关注转矩的准确估算和控制, 其磁链控制比较简单。不论哪种方法, 都是通 PWM 逆变器来控制电动机的输入电压的。

#### 7.1.1 电动机数学模型和 PWM 逆变器

(1) 异步电动机在  $\alpha\beta$  静止坐标系上的数学模型。在直接转矩控制系统中, 参考坐标系是放在定子绕组上的, 因此, 交流电动机广义派克方程就变成了通常所用的静止  $\alpha\beta$  坐标系上的数学模型 (见 5.2.2 节), 其中, 转矩方程为 [见式 (4.3-110) 和式 (4.3-112)]

$$M_e = n_p L_m (i_{s\beta} i_{ra} - i_{sa} i_{r\beta}) = n_p (i_{s\beta} \Psi_{sa} - i_{sa} \Psi_{s\beta}) \quad (4.3-157)$$

定子电压方程为

$$u_{s\alpha\beta} = R_s i_{s\alpha\beta} + p \Psi_{s\alpha\beta} \quad (4.3-158)$$

忽略定子电阻上的压降, 则电动机定子磁链矢量可表示为

$$\frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha\beta} \approx u_{s\alpha\beta} \quad (4.3-159)$$

(2) 空间矢量 PWM 逆变器。

电压型逆变器的原理图如图 4.3-54 所示, 其中  $S_a, S_b, S_c$  为开关状态量,  $S_a=1$  表示 A 桥臂上管导通,  $S_a=0$  表示 A 桥臂下管导通, 其余类推。设施加于电动机绕组上的三相电压为

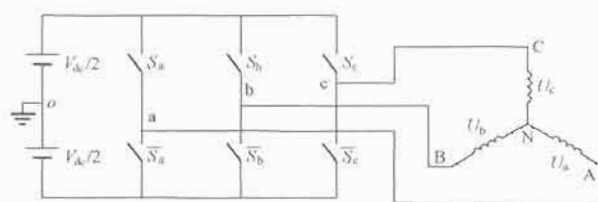


图 4.3-54 电压型逆变器原理图

$$\begin{cases} u_{AN} = u_{AO} - u_{NO} \\ u_{BN} = u_{BO} - u_{NO} \\ u_{CN} = u_{CO} - u_{NO} \end{cases} \quad (4.3-160)$$

则前述电动机的定子电压空间矢量为

$$\begin{aligned} u_{\alpha\beta} &= u_{AN} + u_{BN} e^{j2\pi/3} + u_{CN} e^{j4\pi/3} \\ &= u_{AO} + u_{BO} e^{j2\pi/3} + u_{CO} e^{j4\pi/3} = u_{\alpha} + j u_{\beta} \end{aligned} \quad (4.3-161)$$

式中:  $u_{AO}, u_{BO}, u_{CO}$  为三个桥臂对地 O 点的电压。

对  $180^\circ$  导通电压型逆变器来说, 同一桥臂的上下两个开关元件是互补动作的, 所以桥臂中点对地电压只能取两个值,  $V_{dc}/2$  或  $-V_{dc}/2$ 。用一个开关函数来表示的话, 则有

$$u_{\alpha\beta}(S_a, S_b, S_c) = -\frac{V_{dc}}{2} [(-1)^{S_a} + (-1)^{S_b} e^{j2\pi/3} + (-1)^{S_c} e^{j4\pi/3}] \quad (4.3-162)$$

故电压空间矢量只有  $2^3=8$  个离散值, 即  $(0, 0, 0) \sim (1, 1, 1)$ , 其中  $(0, 0, 1) \sim (1, 1, 0)$  为 6 个非零矢量, 而  $(0, 0, 0)$  和  $(1, 1, 1)$  分别表示 A、B、C 三相下桥臂或上桥臂同时导通, 它们相当于把电动机三相绕组短接, 故称为零矢量。在以  $\alpha$  轴为实坐标,  $\beta$  轴为虚坐标的平面上, 各电压矢量的空间分布如图 4.3-55 所示。

与电压空间矢量的离散值相应, 定子磁链空间矢量为

$$\Psi_{s\alpha\beta} \approx \int u_{s\alpha\beta} dt = u_i t_i + \Psi_{s\alpha\beta} \quad i = 0, 1, \dots, 7 \quad (4.3-163)$$

也就是说, 定子磁链的变化量基本是沿  $u_i$  进行的。当三相桥臂输出电压为正负  $180^\circ$  方波时, 磁链轨迹为六边形。如果细分时间分段, 合理地选择非零矢量  $u_i$  的施加顺序及时间比例, 可以形成更多边形的磁链轨迹, 当多边形的边数大于 40 时, 可以认为磁链轨迹近似为圆形。

#### 7.1.2 磁链和转矩的闭环控制

由于异步电动机的数学模型比较复杂, 磁链、转矩和电压之间的函数关系是非线性的, 不能像矢量控制那样用 PI 调节器来控制。在最初提出的直接转矩控制系统中, 磁链和

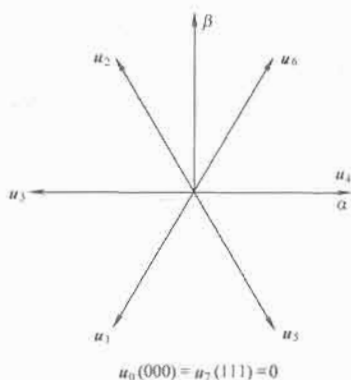


图 4.3-55 电压矢量图

转矩都是通过双位模拟调节器（也称 bang-bang 控制器）来控制的，其基本思路是给定一个圆环形磁链误差带，通过不断地选取合适的电压矢量  $u_i$ ，强迫  $\Delta\Psi_{s\alpha\beta}$  的轨迹不超出环形误差带以内，于是就控制了定子磁链。

为了确定各电压矢量作用区间，以  $\alpha$  轴为起点，沿逆时针方向把整个圆周分为 6 个扇区，如图 4.3-56 所示。每个扇区内的磁链误差轨迹由该扇区所对应的两个电压矢量来形成，对逆时针旋转的磁链误差，如 I 扇区由  $u_6$ 、 $u_2$  形成，II 扇区由  $u_2$ 、 $u_3$  形成等。每个扇区又可划分为前半区和后半区，对应的电压矢量称为主副电压矢量。

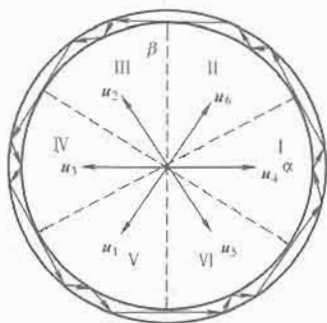


图 4.3-56 磁链扇区分

对转矩的控制是通过零矢量的引入实现的。异步电动机的稳态转矩为

$$M_e = \left( \frac{\Psi_s}{L_s} \right)^2 \frac{L_m^2 \omega_s R_r}{R_s^2 + \sigma^2 \omega_s^2 L_s^2} \quad (4.3-164)$$

式 (4.3-164) 表明，在维持磁链恒定的情况下，电动机的稳态转矩与转差角频率  $\omega_s$  近似成正比。对于动态转矩也可以推导出类似的关系式，不过此时  $\omega_s$  为转子磁场与电动机转子之间的转差角频率。总之，零矢量的引入相当于磁场停止不走，也即转差变负，因此转矩相应下降。

交替使用零、非零矢量，磁链矢量走走停停，即可控制转矩的动态特性及稳态误差，零矢量的施加频率受器件开关频率的限制，对转矩的脉动影响较大。以 I 扇区的控制为例

$$\begin{aligned} \Psi_{s\alpha\beta} \text{ 增大} & \begin{cases} \text{增大转矩} \leftarrow u_6 \\ \text{减少转矩} \leftarrow u_0/u_7 \\ \text{大幅减少转矩} \leftarrow u_5 \end{cases} \\ \Psi_{s\alpha\beta} \text{ 减小} & \begin{cases} \text{增大转矩} \leftarrow u_2 \\ \text{减少转矩} \leftarrow u_0/u_7 \\ \text{大幅减少转矩} \leftarrow u_1 \end{cases} \end{aligned}$$

其中减少转矩时， $u_0$  或  $u_7$  的选取是根据最少开关次数的原则进行的。例如，原来作用的  $u_4$  (100) 需要零矢量时，当然选择  $u_0$  (000)，因为开关次数最少。

其余各区的电压矢量可用类似的方法推出。将这些数据存表后，即可根据磁通和转矩的误差信号及所在的区域读出所需的最佳电压开关矢量。图 4.3-57 为直接转矩控制系统框图。

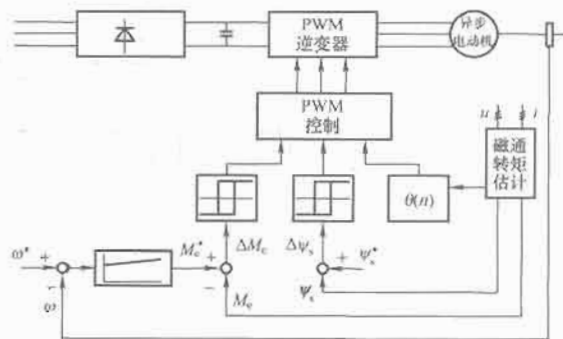


图 4.3-57 异步电动机直接转矩控制系统框图

## 7.2 磁链和转矩的控制性能

### 7.2.1 磁链控制性能

将式 (4.3-159) 离散化可得

$$\Psi_{s\alpha\beta}(n) = \Psi_{s\alpha\beta}(n-1) + u_{s\alpha\beta}(n-1)T_s \quad (4.3-165)$$

式中： $T_s$  为采样周期。

在全数字化控制系统中，采样周期是固定的，磁链的波动范围也一定，是一个与采样周期成正比的量。采样周期越短，磁链的波动范围就越小。

用矢量三角形的方式描述式 (4.3-165)，如图 4.3-58 所示，图中， $\theta_{u\Psi}$  为电压矢量和磁通矢量的夹角，磁链的波动范围可用下面的公式估计。

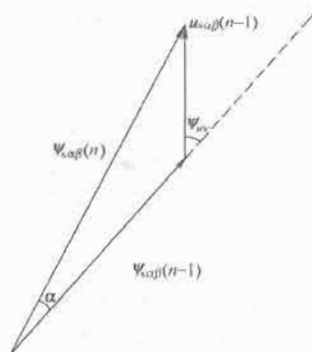


图 4.3-58 定子磁通、电压矢量关系简图

通常，采样周期  $T_s$  为几十至几百微秒，所以有以下关系

$$\begin{aligned} |u_{s\alpha\beta}(n-1)T_s| & \ll |\Psi_{s\alpha\beta}(n)| \\ |u_{s\alpha\beta}(n-1)T_s| & \ll |\Psi_{s\alpha\beta}(n-1)| \\ |\Psi_{s\alpha\beta}(n-1)| & \approx |\Psi_{s\alpha\beta}(n)| \end{aligned}$$

由图 4.3-58 及上述条件可得

$$\Delta\Psi_{s\alpha\beta} = |\Psi_{s\alpha\beta}(n)| - |\Psi_{s\alpha\beta}(n-1)| \approx |u_{s\alpha\beta}(n-1)T_s| \cos \theta_{u\Psi} \quad (4.3-166)$$

当  $\theta_{u\Psi} = 0$  时， $\Delta\Psi_{s\alpha\beta}$  为最大值，即

$$\Delta\Psi_{s\alpha\beta \max} \approx |u_{s\alpha\beta}| T_s = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} T_s \quad (4.3-167)$$

当采样周期  $T_s = 100\mu s$ ，直流电压  $V_{dc}$  为 540V， $\Psi_s^* = 1.1Wb$  时

$$\frac{\Delta \Psi_{s\alpha\beta}^{\max}}{\Psi_s^*} \approx \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \times 540 \times 0.0001}{1.1} \approx 4\% \quad (4.3-168)$$

因此,磁链幅值的波动是比较小的。进一步缩小采样周期时,磁链波动还可以更小。磁链控制得越好,电流谐波就会越小,转矩的脉动也会越小,从而就会得到更好的系统性能。

此外,由式(4.3-166)可得

(1) 若  $\theta_{u\psi} = \pm\pi/2$ , 则  $\Delta\Psi_{s\alpha\beta} = 0$ , 定子磁链幅值基本不变。

(2) 当  $-\pi/2 < \theta_{u\psi} < \pi/2$ ,  $\Delta\Psi_{s\alpha\beta} > 0$ , 定子磁链幅值增加。

(3) 当  $\pi/2 < \theta_{u\psi} \leq \pi$ ,  $-\pi \leq \theta_{u\psi} < -\pi/2$ ,  $\Delta\Psi_{s\alpha\beta} < 0$ , 定子磁链幅值减少。

因此,电压对磁链的影响可归纳如下:

(1) 当所施加的电压矢量与当前磁链矢量之间夹角的绝对值小于  $90^\circ$  时,该矢量作用的结果使得磁链幅值增加。

(2) 当所施加的电压矢量与当前磁链矢量之间夹角的绝对值大于  $90^\circ$  时,该矢量作用的结果使得磁链幅值减小。

(3) 当所施加的电压矢量与当前磁链矢量之间夹角的绝对值等于  $90^\circ$  时(包括零矢量),该矢量作用的结果使得磁链幅值基本保持不变。

### 7.2.2 转矩控制性能

在直接转矩控制系统中,转矩的控制是最重要的,希望有尽可能快的转矩动态响应。

将 5.2.2 节的电磁转矩公式(4.3-112)、式(4.3-113)写成叉积形式,可得

$$M_e = n_p (\Psi_{s\alpha\beta} \otimes i_{s\alpha\beta}) = \frac{n_p}{L_\sigma} (\Psi_{r\alpha\beta} \otimes \Psi_{s\alpha\beta}) \quad (4.3-169)$$

式中:  $L_\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m}$ 。

对式(4.3-169)两侧取微分后,各乘以  $L_\sigma$ , 即得

$$L_\sigma \frac{d}{dt} M_e = n_p L_\sigma \left( \frac{d}{dt} \Psi_{s\alpha\beta} \otimes i_{s\alpha\beta} + \Psi_{s\alpha\beta} \otimes \frac{d}{dt} i_{s\alpha\beta} \right) \quad (4.3-170)$$

代入磁链与电压、电流的关系,整理后可得

$$L_\sigma \frac{d}{dt} M_e = n_p (\Psi_{r\alpha\beta} \otimes u_{s\alpha\beta}) - n_p \omega \Psi_{s\alpha\beta} \cdot \Psi_{r\alpha\beta} - R_m M_e \quad (4.3-171)$$

式中:  $R_m = (L_r/L_m)R_s + (L_m/L_r)R_r + (L_\sigma/L_r)R_r = (L_r/L_m)R_s + (L_s/L_m)R_r$ 。

式(4.3-171)左侧是转矩的微分项,它表示转矩的动态响应,由该式右侧可以看出,转矩响应的快慢取决于诸多因素,但是,与外加激励电压  $u_{s\alpha\beta}$  的变化相比,其他变量  $T_e$ 、 $\Psi_{s\alpha\beta}$ 、 $\Psi_{r\alpha\beta}$  以及  $\omega$  在一个采样周期内的变化都可以忽略不计,即可认为基本上是恒定不变的。也就是说,影响瞬间转矩变化的主要因素是  $u_{s\alpha\beta}$ 。在直接转矩控制中,只需在一拍内实现  $u_{s\alpha\beta}$  有明显的突变,就可使转矩迅速变化。因此在电动机和逆变器允许的条件下,尽可能地提高直流母线电压  $U_d$  和缩短采样控制周期,就可以获得高动态转矩响应。

当  $\Psi_{r\alpha\beta}$  和  $u_{s\alpha\beta}$  垂直时,转矩响应是最快的。但由于  $\Psi_{r\alpha\beta}$  和  $u_{s\alpha\beta}$  之间的关系比较复杂,而定子磁通  $\Psi_{s\alpha\beta}$  和  $u_{s\alpha\beta}$  的关系比较简单,在直接转矩控制系统中是对  $\Psi_{s\alpha\beta}$  进行直接控制的。这就要求  $\Psi_{s\alpha\beta}$  和  $\Psi_{r\alpha\beta}$  的相角和幅值都不能相差过大,否则就会造成控制失败,其关键就在于定子电流的控制。

在  $L_\sigma$  通常很小的情况下,当限制  $|i_{s\alpha\beta}| \leq 1.5 I_N$  时,由于漏磁通降落很少,所以此时定子磁链和转子磁链无论在相位还是幅值上均很接近,即  $\Psi_{r\alpha\beta} \approx \Psi_{s\alpha\beta}$ 。

将  $\Psi_{r\alpha\beta} \approx \Psi_{s\alpha\beta}$  代入式(4.3-171)可得

$$L_\sigma \frac{d}{dt} M_e \approx n_p (\Psi_{s\alpha\beta} \otimes u_{s\alpha\beta}) - n_p \omega \Psi_{s\alpha\beta} \cdot \Psi_{s\alpha\beta} - R_m M_e \quad (4.3-172)$$

可见,当所施加的电压矢量与当前的定子磁链相垂直时,能够得到最大的转矩变化量。但对于电压型逆变器来说,可供选择的矢量只有 8 个,每一时刻都施加垂直于磁链方向的电压矢量是不可能的,可以选择两个非零矢量之一为垂直方向的矢量。

电磁转矩的大小是由转子磁链和定子磁链之间的叉积决定的。在实际系统运行中,控制定子磁链的幅值基本不变,要改变电磁转矩的大小,可以通过改变定子磁链间的夹角来实现。而转子磁链的旋转速度不会突变,因此主要是通过改变定子磁链的旋转速度来达到改变转矩这一目的。

当施加超前定子磁链  $90^\circ$  的电压矢量时,定子磁链的旋转速度最大,因而前进的角度最大,相应获得的转矩变化量也最大。一般地说,当施加超前矢量使定子磁链的旋转速度大于转子磁链的旋转速度时,磁链夹角加大,转矩也相应增加。与此相反,如果施加零矢量或滞后矢量,相当于定子磁链矢量停滞不前或反转,而转子磁链矢量继续旋转,则磁链夹角减小,转矩也相应减小。

实际上,在直接转矩控制系统中,基本的控制方法就是通过电压空间矢量来控制定子磁链的旋转速度,控制定子磁链走走停停,以改变定子磁链的平均旋转速度,从而改变定子磁链的夹角,以达到控制电磁转矩的目的。

### 7.2.3 定子磁链的估算与观测

在前面叙述控制规律时,认为定子磁链是已知量。事实上,由于直接测量的困难,在直接转矩控制系统中,必须用状态重构的方法来观测电动机的磁链。和矢量控制系统中转子磁链的估算与观测相仿,在这里,定子磁链的估算与观测方法也有电压模型和电流模型两种。

电压模型为

$$\begin{cases} \Psi_{sa} = \int_0^t (u_{sa} - i_{sa} R_s) dt \\ \Psi_{s\beta} = \int_0^t (u_{s\beta} - i_{s\beta} R_s) dt \end{cases} \quad (4.3-173)$$

因此

$$\hat{\Psi}_s = \sqrt{\hat{\Psi}_{sa}^2 + \hat{\Psi}_{s\beta}^2} \quad (4.3-174)$$

该模型简单,理论上是精确的。但当转速很低时,在定子电阻  $R_s$  上的压降占电压的绝大部分,电阻变化的误差以及积分初值的误差将使估算的精确度大打折扣。

电流模型可以先借助于转子磁链的电流模型,图 4.3-59 为其结构框图(参看图 4.3-49),式(4.3-175)是模型方程式。

$$\begin{cases} T_r p \Psi_{ra} + \Psi_{ra} - i_{sa} L_m + T_r \omega \Psi_{r\beta} = 0 \\ T_r p \Psi_{r\beta} + \Psi_{r\beta} - i_{s\beta} L_m - T_r \omega \Psi_{ra} = 0 \end{cases} \quad (4.3-175)$$

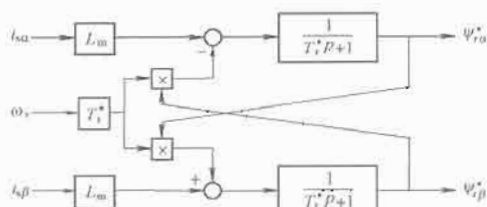


图 4.3-59 电流模型结构框图

则定子磁链为

$$\begin{aligned}\Psi_{sa} &= \Psi_{ra} \frac{L_m}{L_r} + \sigma L_s i_{sa} \\ \Psi_{s\beta} &= \Psi_{r\beta} \frac{L_m}{L_r} + \sigma L_s i_{s\beta}\end{aligned}\quad (4.3-176)$$

式中:  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 。

电流模型使用了较多的电动机参数,电动机参数随温度变化较大,尤其是转子时间常数  $T_r$ ,因此在高速时此模型的观测结果并不如电压模型准确,低速时却比电压模型准确得多。

如果将电压模型和电流模型结合起来,即在高速时让电压模型起作用,通过低通滤波器将电流模型的观测值滤掉;在低速时,则让电流模型起作用,通过高通滤波器将电压模型的观测值滤掉。为了实现平滑过渡,可令转折频率相等,即

$$\begin{aligned}\Psi_{s\alpha\beta} &= \frac{sT}{sT+1} \Psi_{s\alpha\beta \text{电压模型}} + \frac{1}{sT+1} \Psi_{s\alpha\beta \text{电流模型}} \\ &= \frac{T e_{s\alpha\beta} + \Psi_{s\alpha\beta \text{电压模型}}}{sT+1}\end{aligned}\quad (4.3-177)$$

### 7.3 全数字化直接转矩控制系统

在模拟直接转矩控制系统中,定子磁链和电磁转矩的控制是由两个 bang-bang 控制器完成的。在全数字化控制系统中,由于存在采样时间的延迟作用,转矩和磁链控制误差较大,为了减少误差,可令滞环宽度等于零,即变为纯粹的比较器。控制器的输出由输入误差信号的符号来决定,其结构如图 4.3-60 所示。

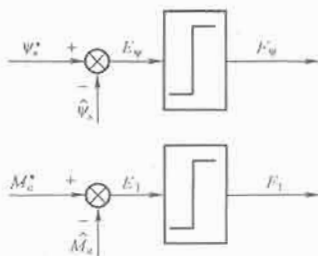


图 4.3-60 数字比较式的磁链、转矩调节器

图 4.3-60 中,  $\Psi_s^*$ 、 $M_e^*$  为磁链调节器和转矩调节器的给定值;  $\Psi_s$ 、 $M_e$  为两个调节器的反馈值,是从电动机模型计算出来的。

$$\begin{cases} \varepsilon_T = M_e^* - \hat{M}_e \\ \varepsilon_\psi = \Psi_s^* - \hat{\Psi}_s \end{cases}$$

$$\text{调节器输出信号 } F_T, F_\psi = \begin{cases} 1 & \text{表示 } \varepsilon_T > 0, \varepsilon_\psi > 0 \\ 0 & \text{表示 } \varepsilon_T < 0, \varepsilon_\psi < 0 \end{cases}$$

将磁链和转矩两个调节器结合起来,共同控制逆变器的输出矢量,既能保证电动机的磁链在给定值附近变化,又能使电动机的输出转矩快速跟随指令值,从而使系统获得高动态性能。

#### 7.3.1 电压矢量的选择

下面给出选择电压矢量的方法。将电压空间矢量分布的平面划分为如图 4.3-61 所示的 6 个扇区, 6 条虚线代表各个扇区间的分界线,每个扇区包含一个非零电压矢量,并且是

该扇区的角平分线,暂称作“扇区主矢量”。每个扇区的编号依次为 1~6,为了实际系统中存表或计算的方便,对相应各扇区主矢量进行重新编号,分别为  $V_1 \sim V_6$ ,零矢量仍记为  $V_0$  和  $V_7$ 。

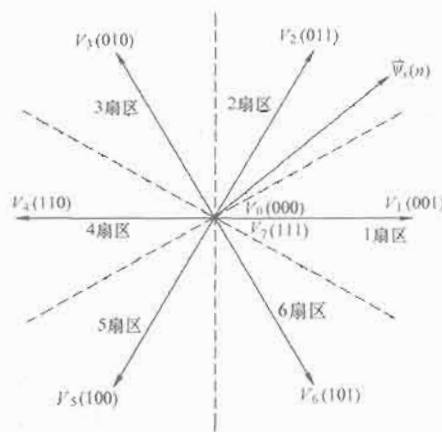


图 4.3-61 矢量扇区图

首先计算磁链的幅值和相位。将式 (4.3-158) 离散化并写成  $\alpha$ 、 $\beta$  分量的形式得

$$\hat{\Psi}_{sa}(n) = \hat{\Psi}_{sa}(n-1) + [u_{sa}(n-1) - R_s i_{sa}(n-1)]T_s \quad (4.3-178)$$

$$\hat{\Psi}_{s\beta}(n) = \hat{\Psi}_{s\beta}(n-1) + [u_{s\beta}(n-1) - R_s i_{s\beta}(n-1)]T_s \quad (4.3-179)$$

磁链的幅值为

$$\hat{\Psi}_s(n) = \sqrt{\hat{\Psi}_{sa}^2 + \hat{\Psi}_{s\beta}^2} \quad (4.3-180)$$

磁链的相位为

$$\theta_\psi = \arctan(\hat{\Psi}_{s\beta} / \hat{\Psi}_{sa}) \quad (4.3-181)$$

转矩的计算由离散化后的磁通得到

$$\hat{M}_e = n_p (\hat{\Psi}_{sa} i_{s\beta} - \hat{\Psi}_{s\beta} i_{sa}) \quad (4.3-182)$$

整个计算非常简单,只需知道定子电阻、电压和电流的检测量就足够了。然后,即可按照前几节所述的转矩和磁链控制原理,根据磁链和转矩调节器的输出来选择下一周期要施加的电压矢量。具体的选择方法如表 4.3-1 和表 4.3-2 所示。

表 4.3-1 直接转矩控制策略中电压矢量选取表 1 (逆时针旋转)

磁链所在扇区位置		1	2	3	4	5	6
$F_\psi$	$F_T$						
1	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$
0	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$



表 4.3-2 直接转矩控制策略中电压矢量选取表 2  
(顺时针旋转)(表中  $V_0$  或  $V_7$  的选择应根据最少开关次数的原则进行)

磁链所在扇区位置		1	2	3	4	5	6
$F_\Psi$	$F_T$						
1	0	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
	1	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$
0	0	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
	1	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$	$V_0/V_7$

在实际控制方案中,矢量的选取可以采用上述查表的方法,也可以采用如下的计算方法。综合表 4.3-1 和表 4.3-2,可得到如表 4.3-3 所示的一般形式的矢量选择方法。

表 4.3-3 直接转矩控制策略中  
电压矢量选取表(一般形式)

磁链所在扇区位置		$K$ ( $K=1, 2, \dots, 6$ )	
$F_\Psi$	$F_T$	电动机正转(逆时针)	电动机反转(顺时针)
1	0	$V_0/V_7$	$V_{K+1}$
	1	$V_{K+1}$	$V_0/V_7$
0	0	$V_0/V_7$	$V_{K-2}$
	1	$V_{K+2}$	$V_0/V_7$

在表 4.3-3 中,当需要减小转矩时,都选择了零矢量,而没有考虑磁链调节器的输出。原因在于:①磁链本身的波动很小,一两拍内失控不会对磁链的轨迹造成多大影响;②如果选择滞后矢量,虽然兼顾到磁链的控制,但对于转矩控制来说,施加磁链矢量的结果会使转矩波动变大,从而使电流和转速的波动变大,影响了系统的稳态性能。所以,在直接转矩控制系统中,一般来说应优先考虑转矩。但是,当定子磁链偏离指令值过大,或尚未建立磁场时,就不能优先考虑转矩了。通常的做法是,在磁链偏离指令值过大时,优先考虑磁链的控制。当磁链比指令值小很多时,可以采用与磁链(位于  $K$  扇区)处于同一扇区的电压矢量( $V_K$ ),使磁链尽快增加;若磁链比指令值大很多时,可以采用与磁链相隔两个扇区的矢量( $V_{K+3}$ ),使磁链尽快减小。当磁链的幅值到达一定区域时,再优先考虑转矩。当然,在整个控制过程中都要考虑转矩和电流的限幅。通过这样的控制策略,可以获得较好的系统性能。

### 7.3.2 低速控制性能

#### 7.3.2.1 转矩脉动

在全数字化的控制系统中,采样周期一般是固定的。在直接转矩控制数字化策略中,在一个采样周期内一般只输出一个电压矢量,这样,电动机输出转矩与指令值之间的误差的大小可以由式(4.3-171)导出。

$$\begin{aligned}\Delta M_e &= \hat{M}_e - M_e^* \\ &\approx \frac{M_s}{L_\sigma} [n_p(\Psi_{ra\beta} \otimes u_{sa\beta}) - n_p \omega \Psi_{sa\beta} \cdot \Psi_{ra\beta} - R_m \hat{M}_e]\end{aligned}\quad (4.3-183)$$

当电压矢量  $u_{sa\beta}$  选定以后,转矩误差的大小与转速  $\omega$ 、负载和采样周期  $T_s$  有关。负载和转速属于系统的外部运行条件,控制无法改变,因而,采样周期的大小很大程度上决定了转矩波动的幅值。采样周期越小,转矩的波动越小。

下面分析当采样周期一定时,随转速  $\omega$ 、转矩  $M_e$  的不同,转矩的波动情况如何,如图 4.3-62 所示。

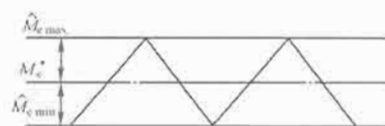


图 4.3-62 转矩波动示意图

对中小型异步电动机而言,  $\Delta M_e/M_{eN} \approx 15\%$ 。可见,在直接转矩控制中,在一个采样周期内只发出单一矢量时,转矩脉动的幅度是比较大的。同时,需要指出的是,这种脉动并不是一种单纯的交流脉动,它还包含了直流的成分。由式(4.3-183)可知:

(1) 当电动机运行在高速或中速重载时,在一个采样周期内,转矩的上升幅度可能会小于转矩的下降幅度。实际平均转矩相对于指令值有一个负偏置。

(2) 当电动机运行在中速轻载或较低速重载时,在一个采样周期内,转矩的上升幅度可能会约等于转矩的下降幅度。实际平均转矩基本上等于指令值,无偏置。

(3) 当电动机运行在低速范围,尤其是接近零速时,在一个采样周期内,转矩的上升幅度可能会大于转矩的下降幅度。实际平均转矩相对于指令值有一个正偏置。

以上三种情况表现在图 4.3-63 中所示的三种不同的转矩脉动波形。

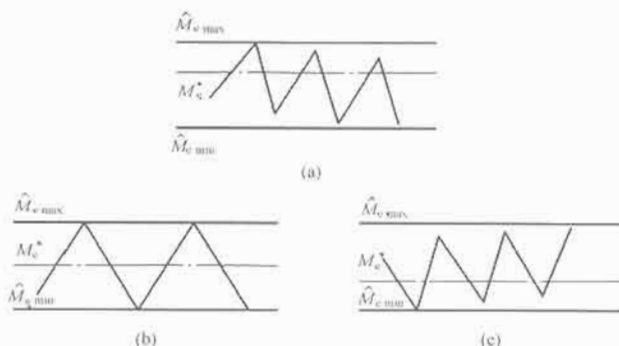


图 4.3-63 不同转速、负载下的转矩脉动简图  
(a) 高速区; (b) 中速区; (c) 低速区

图 4.3-63 (a) 和图 4.3-63 (c) 显示出转矩的锯齿形脉动现象,一种是周期性上行的锯齿,另一种是周期性下行的锯齿。这两种现象都是由于在一个采样周期中,转矩增加或转矩减少的变化率不同造成的。

从物理概念上看,转矩脉动现象的原因是由于电压型逆变器只有 6 个非零电压矢量可供选择,而这 6 个矢量在空间上相隔  $60^\circ$  分布,所以电压矢量的切换是步进式的。而磁链在旋转过程中的空间角度变化却是连续的,它是电压积分的效果,这就造成磁链与电压矢量之间的夹角变化是跃进式的,这种夹角的不连续性造成了转矩脉振。而转矩的锯齿形脉动现象则是因为电压空间矢量对转矩增加与减小的贡献不对称造成的,这是造成转矩脉动有直流偏置的直接原因。

转矩的脉动现象直接影响到传动系统的速度特性。脉振转矩的直流成分将影响到系统的稳态误差,也会导致到达稳态时间的延长,无论在高速和低速都会有影响。交流成分则会导致速度的脉动。交流成分在高速运转时对电动机的速度

脉动影响不大,因为夹角虽然是步进的,但是磁链的旋转速度极快,在极短的时间里可以消除夹角的跃变,即此时转矩脉动分量中的交流成分频率很高,反映到转速上相当于经过一个积分环节,高频的脉动信号会被滤掉,不会造成速度的显著脉动。但在低速则不同,在低速运行时,定子磁链旋转较慢,脉动转矩交流成分的频率较低,这将造成在低速情况下转速的周期性脉动。综上所述,速度误差是在稳态误差的基础上又叠加了周期性的速度脉动,尤其严重的是,在低速下运行时,不大的转矩脉动会造成速度相对误差很大,甚至高达100%,这样的速度脉动是造成转矩直接控制系统低速性能下降的主要原因。

### 7.3.2.2 磁链轨迹

如图4.3-64所示,假设当前时刻磁链矢量位于K扇区内,  $\theta_{u\psi}$  为下一拍要施加的非零电压矢量与当前磁链矢量的空间夹角,由前面的分析有

$$\Delta\psi_s = |\psi_{s\beta}| - |\psi_{s\alpha}| \approx |u_{s\alpha} T_s| \cos\theta_{u\psi} \quad (4.3-184)$$

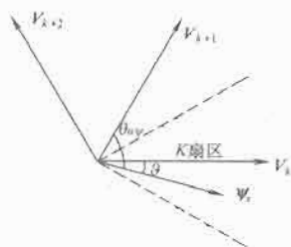


图 4.3-64 磁链轨迹矢量图

由于施加零矢量相当于磁链矢量基本保持不变,这里仅考虑非零矢量  $V_{k+1}$ 、 $V_{k+2}$  对磁链轨迹的影响。当需要增加磁链时,选取  $V_{k+1}$ ; 有

$$\Delta\psi_s \uparrow = |V_{k+1}| T_s \cos\theta_{u\psi}, \theta_{u\psi} \in (30^\circ, 90^\circ) \quad (4.3-185)$$

当需要减小磁链时,选取  $V_{k+2}$ ; 有

$$\Delta\psi_s \downarrow = |V_{k+2}| T_s \cos\theta_{u\psi}, \theta_{u\psi} \in (90^\circ, 120^\circ) \quad (4.3-186)$$

为直观起见,将式(4.3-185)、式(4.3-186)画成图4.3-65,并设  $\vartheta$  为  $V_k$  与  $\psi_s$  的夹角,  $\vartheta \in (-30^\circ, 30^\circ)$ 。

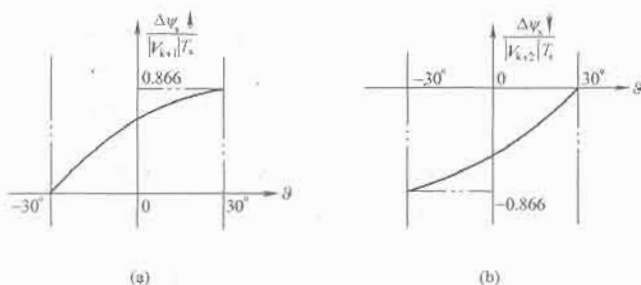


图 4.3-65 磁链幅值变化图

(a) 磁链增加时幅值变化; (b) 磁链减小时幅值变化

当磁链矢量处于扇区线附近时,磁链的增加和减少在一个采样周期内是不同的。根据  $\vartheta$  角范围的不同,大致可以把一个扇区分成三个区域(以逆时针旋转为例):

(1) 当磁链矢量刚刚进入K扇区时,  $\vartheta \in (-30^\circ, -10^\circ)$ , 在一个周期内,磁链的增加很少,而磁链的减小则很多,施加一个  $V_{k+2}$  后,需要施加多个  $V_{k+1}$  才能平衡。这种不对称现象在  $\vartheta$  角越小的时候越明显。

(2) 当磁链矢量进入K扇区中部时,  $\vartheta \in (-10^\circ, 10^\circ)$ , 在一个周期内,磁链的增加和减小基本上是对称的,一般  $V_{k+2}$  和  $V_{k+1}$  交替使用。

(3) 当磁链矢量将要转出K扇区时,  $\vartheta \in (10^\circ, 30^\circ)$ , 在一个周期内,磁链的增加很多,而磁链的减小则很少,施加一个  $V_{k+1}$  后,需要施加多个  $V_{k+2}$  才能平衡。这种不对称现象在  $\vartheta$  角越大的时候越明显。

磁链脉动的方式与转矩的脉动方式很相似,所不同的是磁链的三种脉动方式是在同一扇区内交替出现的,如图4.3-66所示。每个扇区内的波形重复性很好,扇区之间存在明显的界限,这是由于扇区切换造成的。在切换瞬间,由于电压矢量方向突然改变,磁链幅值显著减小。磁链幅值的这种变化体现在磁链的空间运行轨迹上,在每个扇区线附近,磁链轨迹不再是圆,而大致是直线。在一个周期内存在6个这样的变化,这种畸变对系统性能会产生不良影响,同时也引起电流畸变,如图4.3-67所示。以A相电流为例,在一个周期内,扇区要切换6次,其中有4次切换时A相的开关状态发生改变,只有两次是在A相开关状态不变的情况下进行切换的,因此每个周期有4次畸变。频率越低时这种畸变现象越明显。

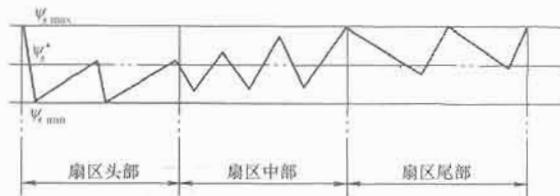


图 4.3-66 一个扇区内磁链幅值波动轨迹示意图

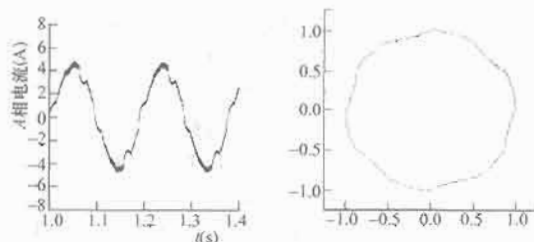


图 4.3-67 低频时磁链轨迹和相电流波形的畸变

### 7.3.3 控制性能的改进

#### 7.3.3.1 改善磁链轨迹

电压型逆变器上只能输出6个电压矢量和两个零矢量,但可以使用两个矢量的合成得到任一方向、任一幅值的电压矢量。例如,利用相邻两个矢量沿它们的角平分线方向(即6扇区分时的扇区线方向)进行合成,再得到一个矢量,这样总共就有12个工作矢量,可称之为矢量细分法,如图4.3-68所示。可以重新将各矢量命名,并且重新划分扇区。新的扇区共有12个,每个扇区为30°电角度,见图4.3-69。

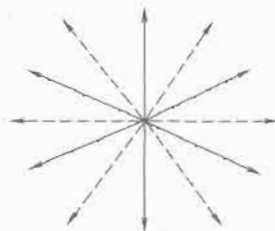


图 4.3-68 矢量合成示意图

矢量细分法可以消除一般的直接转矩控制实施方案在磁链轨迹上的畸变。与一般方案相比,在矢量细分法中每一扇区可

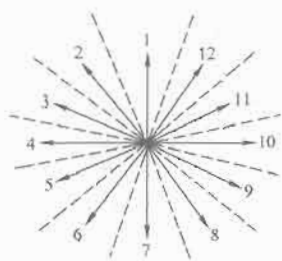


图 4.3-69 矢量细分法空间矢量及扇区图

选的矢量也只有4个(另外3个由于和磁链基本垂直,对磁链影响很小,一般不选用),例如当前磁链在扇区1时,可选的矢量是扇区1、2、6、7的主矢量,而扇区3、4、5的主矢量因为和当前磁链近似垂直,就不选用了。此外其中两个矢量,即扇区1、7的主矢量,一般只用于大幅增加或减小磁链,它们不是影响磁链轨迹的主要因素,也可以将它们排除在外,只考虑另两个矢量(即扇区2、6的主矢量)对磁链幅值的影响。分析方法与前面的一致,可以得到公式和曲线如下:

$$\Delta\Psi_1 \approx UT_K \cos(\theta - \pi/6) \quad (4.3-187)$$

$$\Delta\Psi_2 \approx UT_K \cos(\theta - 5\pi/6) \quad (4.3-188)$$

由图4.3-70可知,这两个矢量使定子磁链幅值的变化比较对称,消除了前面分析中产生磁链幅值波动的根源。因此,矢量细分法使磁链轨迹得到改善,在磁链旋转速度上也提高了对称性,从而消除了电流的畸变。矢量细分法是一种简捷的矢量合成法,可以有效地消除磁链轨迹中的直线问题。这种方法简单地将矢量做周期等分,使原有的6个电压矢量扩展到12个,就使两电平电压型逆变器达到了三电平的控制效果。

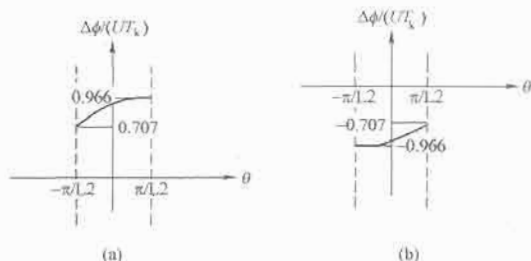


图 4.3-70 矢量细分法磁通幅值的变化

### 7.3.3.2 减小转矩脉动

在直接转矩控制的转矩反馈与给定转矩之间,不仅有恒定的差距(即直流偏差),还含有周期性脉动的成分,即交流偏差。直流偏差是在一段时间内平均转矩与转矩给定的差别,在一个采样周期里,由于可选的空间电压矢量有限而且是不连续的,转矩会急剧地增加或减少,但多个采样周期的平均转矩与给定转矩是相近的。

增加转矩时,转矩的变化量为

$$\Delta M_{\text{增加}} \approx \frac{1}{L_\sigma} [n_p (|\Psi_{r\alpha\beta}| |u_{s\alpha\beta}| \sin \theta_{\text{up}}) - R_m M_e - n_p \omega (\Psi_{s\alpha\beta} \cdot \Psi_{r\alpha\beta})] \Delta t \quad (4.3-189)$$

而减少转矩时转矩的变化量为

$$\Delta M_{\text{减小}} \approx \frac{1}{L_\sigma} [-n_p (|\Psi_{r\alpha\beta}| |u_{s\alpha\beta}| \sin \theta_{\text{dn}}) - R_m M_e - n_p \omega (\Psi_{s\alpha\beta} \cdot \Psi_{r\alpha\beta})] \Delta t \quad (4.3-190)$$

式中:  $\theta_{\text{up}}$ 、 $\theta_{\text{dn}}$  分别为增加和减小转矩时  $\Psi_{r\alpha\beta}$  与  $u_{s\alpha\beta}$  之间的夹角(取绝对值),且  $30^\circ \leq \theta_{\text{up}}, \theta_{\text{dn}} \leq 150^\circ$ 。在一般情况下,

增减磁链交替出现,在相邻的两个周期中,应有  $\theta_{\text{up}} + \theta_{\text{dn}} = 180^\circ$ 。因此当负载较大时,在给定转矩  $M_e^*$  附近,相邻两个周期里有

$$|\Delta M_{\text{增加}}| \leq |\Delta M_{\text{减小}}|$$

即转矩增加与转矩减小的变化率是不一样的,这个问题可以用图4.3-71来说明。



图 4.3-71 转矩脉动

这个低频锯齿波分量的频率与转速有关。当转速高时,它的频率也高,对电动机性能影响不大;当转速较低且负载较大时,锯齿波分量的频率也较低,对电动机的控制性能影响较大。采用转矩预测控制可以消除或减弱直接转矩控制中转矩的误差。

转矩预测控制的基本思路如下:既然在一个周期里,工作矢量的不连续性造成了转矩的急剧增加或减小,以至于比给定转矩还要大或小,那么,能否缩短这个工作矢量的作用时间,而在余下的时间里施加零矢量,使转矩刚好减小到给定转矩值,这样就能减小转矩脉动了。根据转矩调节器和磁链调节器的当前输出,已经选定电压矢量  $u_{s\alpha\beta}$ ,应如何确定该电压矢量的作用时间呢?设此时转矩误差  $\Delta M_e = M_e^* - M_e$ ,施加非零电压矢量的时间为  $t_1$ ,则施加零矢量的时间应为  $t_0 = T_s - t_1$ 。一般可分两种情况来讨论:①  $t_1 > T_s$ ——由于转矩与给定值相差较大,甚至工作矢量作用于整个采样周期也不能达到转矩给定,所以只能取  $t_1 = T_s$ ,没有必要再加零矢量;②  $t_1 < T_s$ ——转矩可以在不到一个周期达到给定值,为了减少转矩脉动,需加零矢量。

实际上,零矢量的施加会减小转矩的。在  $(0 \sim t_1)$  时间内有

$$\Delta M_e \uparrow = \frac{n_p (\varphi_{sa} u_{s\beta} - \varphi_{sb} u_{sa}) - R_m M_e - n_p \omega \Psi_s^2}{L_\sigma} t_1 \quad (4.3-191)$$

在  $(t_1 \sim T_s)$  时间内有

$$\Delta M_e \downarrow = \frac{-R_m M_e - n_p \omega \Psi_s^2}{L_\sigma} (T_s - t_1) \quad (4.3-192)$$

令  $\Delta M_e \uparrow + \Delta M_e \downarrow = \Delta M_e = M_e^* - M_e$ , 则

$$t_1 = \frac{L_\sigma \Delta M_e + (R_m M_e + n_p \omega \Psi_s^2) T_s}{n_p (\Psi_{sa} u_{s\beta} - \Psi_{sb} u_{sa})} \quad (4.3-193)$$

转矩预测控制对消除转矩脉动有着明显的效果,即使由于电动机的参数变化而使算出的作用时间不准确,但只要比采样周期小,转矩的脉动就会减小。转矩预测是通过合理地预测电压矢量的作用时间来达到减小转矩脉动的目的。通常的转矩反馈控制具有效果滞后的缺点,而当转矩预测确定下一周期的作用矢量时,同时预测该矢量的作用时间,这种预测的思想来源于前馈控制。转矩预测不仅可以减小转矩脉动,还可以削弱电流谐波,降低电动机运行时的噪声与振动。

## 8 无速度传感器异步电动机调速系统

在高性能的异步电动机矢量控制系统中,速度的闭环控制环节一般是必不可少的。通常,人们采用光电码盘等速度传感器来进行速度检测,并反馈速度信号。但是,由于速度

传感器的安装给系统带来以下一些缺陷:

(1) 系统的成本大大增加。精度越高的码盘价格也越贵,有时占到中小容量控制系统总成本的15%~25%。

(2) 码盘在电动机轴上的安装,存在同心度问题,安装不当将影响测速精度。

(3) 使电动机轴向体积增大,而且给电动机的维护带来一定困难,破坏了异步电动机简单坚固的特点,降低了系统的机械鲁棒性。

(4) 在高温、高湿的恶劣环境下无法工作,码盘工作精度易受环境条件的影响。

如此种种,使得人们转而研究无须速度传感器的电动机转速辨识方法。国外在20世纪70年代就开始了这方面的研究,近年来,这项研究已成为交流传动的一个热点问题,1983年R. Joetten首次将无速度传感器应用于矢量控制系统,使交流传动技术的发展上了一个新的台阶。到目前为止,提出了许多种方法,大体上可以归为三类:①基于电动机模型的直接算法;②基于闭环控制作用的自适应控制法;③利用电动机特征的谐波信号处理法。

### 8.1 基于电动机模型的直接算法

1975年,A. Abbondanti等人推导出基于稳态方程的转差频率估计方法,在无速度传感器控制上做出了首次尝试,调速比可达10:1,但其出发点是稳态方程,故调速范围比较小,动态性能和调速精度难以保证。

从电动机动态数学模型出发可以更准确地直接计算出转速,或者计算出同步角转速与角转差相减得到实际角转速。

#### 8.1.1 计算同步角转速与转差

同步角转速的计算公式可由 $\alpha\beta$ 静止坐标系上的定子电压方程式推得,重写式(4.3-158)的 $\alpha$ 和 $\beta$ 分量为

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p\psi_{s\alpha} \quad (4.3-194)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + p\psi_{s\beta} \quad (4.3-195)$$

图4.3-72绘出了 $\alpha\beta$ 坐标系下的定子磁链矢量关系。

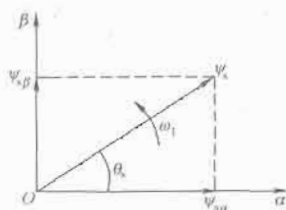


图4.3-72 在 $\alpha\beta$ 坐标下的定子磁链矢量图

由图可见

$$\omega_1 = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d}{dt} \left[ \arctan \left( \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right) \right] = \frac{\psi_{s\alpha} p \psi_{s\beta} - \psi_{s\beta} p \psi_{s\alpha}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (4.3-196)$$

即

$$\omega_1 = \frac{(u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) \psi_{s\alpha} - (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) \psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (4.3-197)$$

同步角转速也可由转子磁链求得,转子磁链和静止坐标系 $\alpha$ 轴的夹角为

$$\theta_r = \arctan \left( \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right) \quad (4.3-198)$$

对式(4.3-198)求导得转子磁链的同步角转速为

$$\omega_1 = \frac{\psi_{r\beta} \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} - \psi_{r\alpha} \frac{d\psi_{r\beta}}{dt}}{|\psi_r|^2} \quad (4.3-199)$$

角转差的一般计算公式为

$$\omega_s = \frac{M_e R_r}{n_p |\psi_r|^2} \quad (4.3-200)$$

在不同的参考坐标系下,角转差的计算公式有不同的表达形式。在转子磁场定向控制中,可表示为[参照式(4.3-127)]

$$\omega_s = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \psi_r} \quad (4.3-201)$$

在定子磁场定向控制中,可表示为

$$\omega_s = \frac{(1 + \sigma T_r p) L_s i_{sq}}{T_r (\psi_s - \sigma L_s i_{sd})} \quad (4.3-202)$$

估算的转子角转速 $\hat{\omega}$ 为

$$\hat{\omega} = \omega_1 - \omega_s \quad (4.3-203)$$

直接估算转速的方法在理论上没有延时,具有较好的动、静态性能。但是它缺乏对任何误差的校正环节,计算角转差的准确度受到电动机参数的影响,但由于角转差只占转速中很小的分量(当调速范围不大时),只要磁链观测足够准确,使同步角转速的计算值准确,对电动机参数的直接影响并不很大。

#### 8.1.2 直接计算角转速

另一种方法是根据电动机的数学模型直接计算电动机的角转速,计算公式为

$$\hat{\omega} = \frac{i_{r\alpha} p \psi_{r\beta} - i_{r\beta} p \psi_{r\alpha}}{i_{r\alpha} \psi_{r\alpha} + i_{r\beta} \psi_{r\beta}} \quad (4.3-204)$$

如果把电流和磁链都换成定子量,则式(4.3-204)可改写为

$$\hat{\omega} = \frac{(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})(p\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}) - (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})(p\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha})}{(\psi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})(\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}) + (\psi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})(\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta})} \quad (4.3-205)$$

直接计算转速时,任何参数的变化或者检测的误差都将直接导致转速的估算误差,应用这种方法之前必须采取误差补偿的措施。

#### 8.1.3 转子电动势算法

上述的直接计算都比较复杂,更为实用的方法是在数学模型的基础上做出一定近似后简化得到的,例如在很多无速度传感器的矢量控制系统中采用的转子电动势算法。假定按转子磁链定向, $\psi_{rd} = \psi_r$ ,  $\psi_{rq} = 0$ ,异步电动机在dq坐标上的转子电动势为

$$e_{rd} = u_{sd} - (R_s + \sigma L_s p) i_{sd} + \sigma L_s \omega_1 i_{sq} = \frac{L_m}{L_r} p \psi_r \quad (4.3-206)$$

$$e_{rq} = u_{sq} - (R_s + \sigma L_s p) i_{sq} - \sigma L_s \omega_1 i_{sd} = \frac{L_m}{L_r} \omega_1 \psi_r \quad (4.3-207)$$

认为转子磁链 $\psi_r$ 已经达到稳态, $\psi_r$ 等于其给定值 $\psi_r^*$ ,因而 $p\psi_r = 0$ ,于是 $e_{rd} = 0$ 。在式(4.3-206)和式(4.3-207)左边等式中消去 $\omega_1$ 后可算出 $e_{rq}$ ,从而得到同步角转速为

$$\hat{\omega}_1 = \frac{L_r e_{rq}}{L_m \psi_r^*} \quad (4.3-208)$$

由 $\hat{\omega}_1$ 减去 $\omega_s$ 即得角转速的计算值 $\hat{\omega}$ ,转速计算的结构图如图4.3-73所示。

直接检测定子端的交流电压用以计算转子电动势时,由于电压是PWM波形,需加滤波,比较麻烦,而且会带来滞



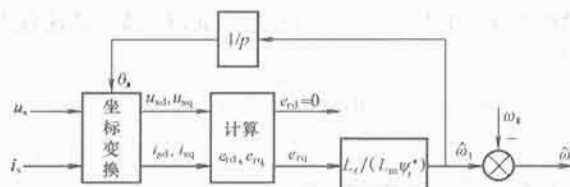


图 4.3-73 利用转子电动势计算转速的结构图

后。在实用系统中，常检测直流母线电压，利用 PWM 开关函数重构定子电压信号，低速时需扣除功率开关器件的管压降和死区电压。

利用转子电动势计算转速的方法简单实用，所存在的问题是：①低速时电动势值很小，计算误差大，影响系统性能；②采用给定值 \$\Psi\_r^\*\$ 代替 \$\Psi\_r\$，动态转速不够准确。因此，这种系统的精度不高，调速范围一般为 10~20。为了提高性能，一些产品在这种方法的基础上对电动势信号增加了 PI 校正等措施，可把调速范围提高到 50。

## 8.2 基于闭环控制作用的自适应控制法

### 8.2.1 模型参考自适应系统

按照自适应控制理论的经典定义，用模型参考自适应系统 (Model Reference Adaptive System, MRAS) 来辨识参数的主要思想是将不含待辨识参数的方程作为参考模型，而将含有待辨识参数的方程作为可调模型，两个模型的输出量具有相同的物理意义，利用两个模型输出量的误差经过合适的自适应律来实时调节可调模型的参数，可以达到使可调模型的输出跟踪参考模型的目的。

C. Schauder 首次将模型参考自适应方法引入异步电动机的转速辨识中，用转子磁链的电压模型 [见式(4.3-150)] 作为参考模型，以转子磁链的电流模型 [见式(4.3-149)] 当作可调模型，转速 \$\hat{\omega}\$ 是可调参数，如图 4.3-74 所示。比较电压模型输出磁链矢量 \$\hat{\Psi}\_{r\alpha}\$ 和电流模型输出磁链矢量 \$\hat{\Psi}\_{r\beta}\$，取其误差 \$e\$，通过自适应律调整可调参数 \$\hat{\omega}\$，从而调整可调模型的输出矢量 \$\hat{\Psi}\_{r\beta}\$，使误差趋于零，这时转速 \$\hat{\omega}\$ 就是所得的辨识值。实际采用的自适应律是比例积分规律，转速辨识公式为

$$\begin{aligned}\hat{\omega} &= \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) [\hat{\Psi}_{r\beta} (\hat{\Psi}_{r\alpha} - \hat{\Psi}_{r\alpha}) - \hat{\Psi}_{r\alpha} (\hat{\Psi}_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta})] \\ &= K_p (\hat{\Psi}_{r\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha}) + K_i \int_0^T (\hat{\Psi}_{r\alpha} \hat{\Psi}_{r\beta} - \hat{\Psi}_{r\beta} \hat{\Psi}_{r\alpha}) dt\end{aligned}\quad (4.3-209)$$

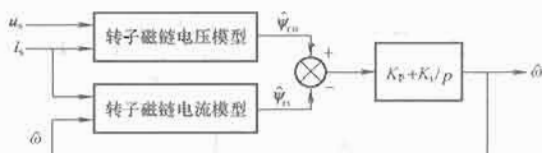


图 4.3-74 模型参考自适应转速辨识框图

根据 Popov 超稳定性理论可以证明，在正常电动状态范围内，上述采用比例积分自适应律的模型参考自适应系统是稳定的。

在 MRAS 中，“参考模型”应该是能代表受控系统性能的准确模型，其输出是自适应控制的期望值，通过调整“可调模型”的可调参数使其输出尽量接近参考模型的期望输出。实际上，转子磁链的电压模型并不是一个理想的“参考模型”，众所周知，它在低速时是不准确的，还不如电流模型准确，现在却

硬要电流模型去向电压模型看齐，按此条件调整角转速，反而会造成所得的角转速信号 \$\hat{\omega}\$ 失真。之所以这样选择，是因为只有在电流模型中才含有变量 \$\omega\$，可以用它来实行调整，因而不得不违背 MRAS 的初衷，采用低速并不准确的电压模型作为参考模型，这是这个方法的实际缺点。

为了减少电压模型低速不准确的影响，可以引入输出滤波环节，以削弱电压模型中纯积分带来的误差。但是这样一来又会引起磁链估计的相移偏差，在可调模型中引入相同的滤波环节，可以平衡这一偏差，这时，转速辨识的结构图如图 4.3-75 所示。

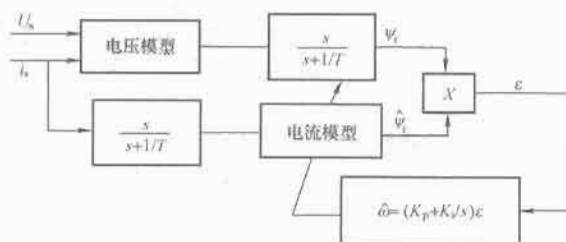


图 4.3-75 带滤波环节的 MRAS 转速辨识结构图

经过改进后的辨识算法在一定程度上改善了纯积分环节带来的影响，但仍未能解决电压模型中另一个问题——定子电阻的影响，低速的辨识精度仍不理想，这也就限制了无速度传感器控制系统调速范围的进一步扩大。

总起来说，MRAS 是基于闭环控制的参数辨识方法，它保证了参数估计的渐进收敛性。但是由于 MRAS 是以参考模型准确为基础的，参考模型本身的准确程度直接影响到转速辨识和系统性能。解决的方法应着眼于：①选取合理的参考模型和可调模型，力求减少变化参数的个数；②解决多参数辨识问题，同时辨识转速和电动机参数；③选择更合理有效的自适应律，替代目前广泛使用的 PI 自适应律，努力的目标仍是在提高收敛速度、保证系统的稳定性和对参数的鲁棒性。

### 8.2.2 用 PI 控制器构造转速

这种方法的基本思想是利用某个变量的误差，通过 PI 控制器得到转速信息。

例如，在按转子磁链定向矢量控制系统中，稳态时，应有 \$\Psi\_{r\alpha}=0\$，采用一个 PI 控制器对 \$\Psi\_{r\alpha}\$ 进行为零的控制，令该控制器的输出为稳态转速 \$\hat{\omega}\$，在正确调整 PI 参数后，可得到转速估计表达式为

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) (\Psi_{r\alpha} - 0) \quad (4.3-210)$$

另一种方法是取定子电流转矩分量的给定值 \$i\_{sq}^\*\$ 与其实际响应 \$i\_{sq}\$ 之间的差值，经过 PI 控制器得到转速估算值，即

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) (i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (4.3-211)$$

图 4.3-76 绘出了比较定子电流转矩分量用 PI 闭环控制构造转速的结构图，将转速估算值 \$\hat{\omega}\$ 与矢量控制器计算出的角转速给定信号 \$\omega\_1^\*\$ 相加，得到同步角转速的计算值 \$\hat{\omega}\_1\$，\$\hat{\omega}\_1\$ 的积分就是 dq 坐标变换的转角。稳态时，\$i\_{sq} = i\_{sq}^\*\$，PI 控制器的输入为零，其输出即为稳态转速。

这种基于 PI 控制器方法的最大的优点是算法结构简单，有一定的自适应能力。转速的估算值在稳态时是准确的，但动态方程 [式(4.3-210)和式(4.3-211)] 并不符合异步电动机的数学模型，必须正确地调整 PI 参数，使输出 \$\hat{\omega}\$ 接近实际的动态转速，才能减少动态估算误差。此外，辨识精度在很大程度上还受磁链定向精度的影响，线性 PI 控制器的有限调节能力也限制了转速辨识范围的进一步扩大。总的

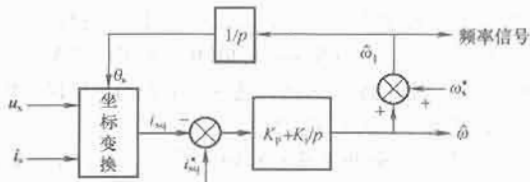


图 4.3-76 比较定子电流转矩分量用 PI 闭环控制构造转速

来说,用 PI 控制器构造转速信号的方法不失为一种简单易行、效果良好的速度估算方法。其改进的方向是:①提高转子磁链的定向性能;②提高 PI 控制器的调节性能,可考虑采用改进的 PID 算法或采用模糊控制器等非线性控制器替代 PI 控制器。

### 8.2.3 自适应转速观测器

上述估算转速的精度都不同程度地受到电动机参数变化和噪声干扰的影响,尤其是在低速情况下,所受影响更大。使用闭环观测器可在一定程度上增强抗参数变化和噪声干扰的鲁棒性。

#### 8.2.3.1 全阶状态观测器

在 5.2.2 小节中,式 (4.3-117) 表示笼型异步电动机在静止坐标系下的状态方程,现重写如下:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sq\beta} \\ \hat{\Psi}_{rq\beta} \end{bmatrix} = A(\omega_r) \begin{bmatrix} \hat{i}_{sq\beta} \\ \hat{\Psi}_{rq\beta} \end{bmatrix} + B u_{sq\beta}$$

式中:参数矩阵及电动机参数的关系见式 (4.3-116)。

$$\begin{cases} a_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right), a_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}, a'_{12} = \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ a_{21} = \frac{L_m}{T_r}, a_{22} = -\frac{1}{T_r}, a'_{22} = \omega_r \\ T_r = L_r / R_r \end{cases}$$

$$A(\omega_r) = \begin{bmatrix} a_{11} I & a_{12} I + a'_{12} J \\ a_{21} I & a_{22} I + a'_{22} J \end{bmatrix}, B = [1/(\sigma L_s) I \quad 0]^T$$

$$\text{输出方程为 } \hat{i}_{sq\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sq\beta} \\ \hat{\Psi}_{rq\beta} \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \hat{i}_{sq\beta} \\ \hat{\Psi}_{rq\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3-212)$$

则全阶闭环观测器可由式 (4.3-213) 构成

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sq\beta} \\ \hat{\Psi}_{rq\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} I & a_{12} I + a'_{12} J \\ a_{21} I & a_{22} I + a'_{22} J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{sq\beta} \\ \hat{\Psi}_{rq\beta} \end{bmatrix} + B u_{sq\beta} + L(\hat{i}_{sq\beta} - \hat{i}_{sq\beta}) \quad (4.3-213)$$

式中: \$\hat{a}'\_{12} = -L\_m \hat{\omega}\_r / (\sigma L\_s L\_r)\$; \$\hat{a}'\_{22} = \hat{\omega}\_r\$; \$\hat{i}\_{sq\beta}\$ 为被观测量; \$\hat{i}\_{sq\beta} - \hat{i}\_{sq\beta}\$ 为电流偏差并作为反馈项构成闭环; \$L\$ 为观测器的反馈增益矩阵,可得全阶闭环观测器的框图如图 4.3-77 所示。

由图 4.3-77 可见,电流偏差和转子磁链共同作用于转速自适应律,辨识出的转速反馈回去调整参数矩阵 \$A(\hat{\omega}\_r)\$。

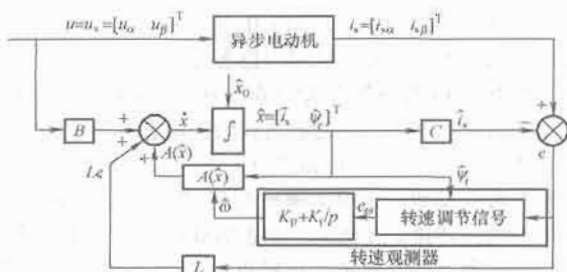


图 4.3-77 全阶闭环观测器框图

这种方法实际上也属于 MRAS 法,只不过此时参考模型为电动机本身。由 Popov 稳定理论仿照前例可得出转速自适应律为

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) [\hat{\Psi}_{r\alpha}(\hat{i}_{s\beta} - i_{s\beta}) - \hat{\Psi}_{r\beta}(\hat{i}_{s\alpha} - i_{s\alpha})] \quad (4.3-214)$$

#### 8.2.3.2 扩展卡尔曼滤波器

卡尔曼滤波器是由 R. E. Kalman 在 20 世纪 60 年代初提出的一种最小方差意义上的最优预测估计的方法,它的突出特点是可以有效地削弱随机干扰和测量噪声的影响。扩展卡尔曼滤波算法则是线性卡尔曼滤波器在非线性系统中的推广应用。如果将电动机转速也看作一个状态变量而考虑电动机的 5 阶非线性模型,在每一步估计时都重新将模型在该运行点线性化,再沿用线性卡尔曼滤波器的递推公式进行估计。重新定义静止坐标系下的状态方程 (4.3-117) 的状态变量为

\$X = [i\_{sa}, i\_{s\beta}, \Psi\_{r\alpha}, \Psi\_{r\beta}, \omega]^T, u = [u\_{sq}, u\_{s\beta}, 0, 0, 0]^T\$  
建立笼型异步电动机的离散化非线性模型,记作

$$\begin{cases} X(k+1) = f[X(k), u_s(k)] + G(k)W(k) \\ Y(k) = HX(k) + V(k) \end{cases} \quad (4.3-215)$$

式中: \$W(k)\$、\$V(k)\$ 为输入和输出噪声,通常认为是具有数据统计特性的零均值噪声信号; \$Y(k)\$ 为输出量 \$[i\_{sa} \ i\_{s\beta}]^T\$。

为了利用线性 Kalman 递推公式,在 \$\hat{X}(k)\$ 点将式 (4.3-215) 线性化为

$$\begin{cases} X(k+1) = F(k)X(k) + G(k)W(k) + u_s(k) \\ Y(k) = HX(k) + V(k) \end{cases} \quad (4.3-216)$$

式中: \$F(k) = \partial f / \partial x|\_{\hat{x}(k)}\$ 从而可以沿用以下线性递推公式来进行计算。

(1) 预报:

$$\hat{X}(k+1) = f[\hat{X}(k), u_s(k)], \hat{Y}(k+1) = H\hat{X}(k+1)$$

(2) 计算增益矩阵:

$$\begin{aligned} \bar{P}(k+1) &= F(k)P(k)F^T(k) + G(k)Q(k)G^T(k) \\ K(k+1) &= \bar{P}(k+1)H^T[H\bar{P}(k+1)H^T + R(k+1)]^{-1} \end{aligned}$$

(3) 预测输出,修改协方差矩阵:

$$\begin{aligned} \hat{X}(k+1) &= \hat{X}(k+1) + K(k+1)[Y(k+1) - \hat{Y}(k+1)] \\ P(k+1) &= [I - K(k+1)H]\bar{P}(k) \end{aligned}$$

其中, \$V\_{ar}[w(k)] = Q(k)\$, \$V\_{ar}[v(k)] = R(k)\$ 代表了噪声的统计特性,算法示意图见图 4.3-78。

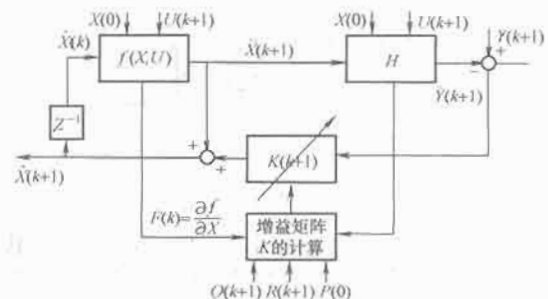


图 4.3-78 扩展卡尔曼滤波器算法示意图

扩展卡尔曼滤波法提供了一种迭代形式的非线性估计方法,避免了对被测量的微分计算,而且通过对 \$Q\$ 阵和 \$R\$ 阵的选择可以调节状态收敛的速度。但是卡尔曼滤波算法计算量很大,即使是在采用降阶电动机模型的情况下,这一问题

依然突出。同时需要指出的是, 这种方法是建立在对误差和测量噪声的统计特性已知的基础上的, 需要在实践中摸索出合适的特性参数。最后, 由于该方法对参数变化的系统鲁棒性并无改进, 目前实用性还不强。

### 8.3 利用电动机特征的谐波信号处理方法

#### 8.3.1 转子齿谐波法

前面介绍的方法都离不开电动机的数学模型, 因而不可避免地或多或少受到电动机参数的影响, 为了克服转速估算对电动机参数的依赖性, 一些学者提出了利用电动机转子齿谐波信号中与转速相关的频率成分来提取转速的思想。当转子旋转时, 铁芯表面的齿槽变化会在气隙磁场中产生齿谐波, 定子电压、电流信号中都有相应的谐波分量, 而齿谐波的频率与转速是相关的, 从齿谐波信号中提取相关的频率, 即可据以推算出转子的转速。

Ishida 早在 1979 年就提出了利用转子齿谐波电压并采用模拟滤波技术计算转差频率的设想。但受到当时信号处理技术和硬件设备的限制, 只是在转速大于 300r/min 的范围内才取得较为满意的结果, 并未引起太多的关注, 直到近年来随着高速 DSP 芯片、硬件 FFT 芯片的出现以及数字信号处理技术的不断完善和应用, 才使这一设想有了充分发展的空间。

一般来说, 定子电压和电流均含有可检测的谐波信息。由于低速时定子电压信号较弱, 受测量噪声的影响, 测量精度较低, 使速度检测的误差增大, 因而低速性能较差。而定子电流中的谐波信号较强, 有利于提高低速性能, 因此目前多采用定子电流的谐波检测, 它的转速计算式为

$$n = \frac{60}{Z} (f_{sh} \pm f_1) \quad (4.3-217)$$

式中: 转速  $n$  的单位为 r/min;  $Z$  为转子的槽数;  $f_{sh}$  为与转速相关的齿谐波频率;  $f_1$  为基波频率。一种基于 FFT 方法的转速计算框图如图 4.3-79 所示。

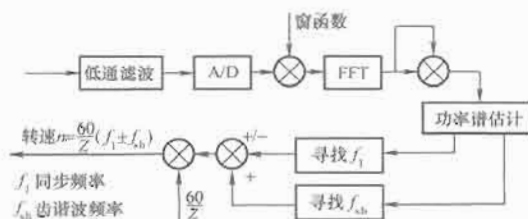


图 4.3-79 基于定子电流 FFT 谱分析的转速计算框图

这种方法改善了低速性能, 拓宽了调速范围, 但有一个致命的缺点: 依赖于电动机的实际结构, 需事先知道转子槽数, 而在实际应用中转子槽数一般是不知道的。其后, K. D. Hurst 等学者提出了一种初始化算法来确定电动机的结构参数, 使这种方法不再受电动机结构的限制, 扩大了它的应用范围。

由于谐波信号频率的提取是依靠数字信号处理技术来完成的, 广泛采用的有 FFT 技术、自相关功率谱估计法以及 AR 模型等现代谱估计技术。其不足之处是: ①为保证估计精度需要相对较长的采样时间, 实时处理能力差; ②由于所检测的谐波是在基波激励下形成的, 在低速下信号较弱, 并且极易受噪声干扰的影响, 造成低速下有较大的估计误差。总之, 低速下的抗干扰问题、测量灵敏度问题和实时处理能力问题是这种方法亟待解决的主要问题, 要想真正实用化尚需从理论和技术上做出努力。

#### 8.3.2 高频谐波注入法

Lorenz 等学者另辟蹊径, 不使用基波激励信号中的谐波, 而是在电动机输入端注入三相平衡的高频电压信号, 利用电动机本身存在的或人为造成的 (如对电动机进行改造) 不对称性使电动机产生一个可检测的磁凸极, 通过对该磁凸极位置的检测来获取转速信息。这种方法称作高频谐波注入法, 又称凸极跟踪法。

假设注入的高频电压信号频率为  $\omega_1$ , 且  $\omega_1 \gg \omega_1$ , 幅值为  $V_{s1}$ , 则

$$V_{s1} = \begin{bmatrix} V_{s1} \cos \omega_1 t \\ V_{s1} \sin \omega_1 t \end{bmatrix} = V_{s1} \begin{bmatrix} \cos \omega_1 t \\ \sin \omega_1 t \end{bmatrix} \quad (4.3-218)$$

异步电动机的高频等值电路可简化为图 4.3-80。

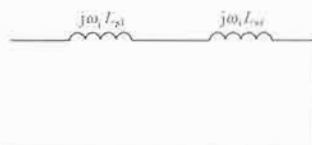


图 4.3-80 异步电动机的高频简化等效电路

令  $Z_{\sigma} \approx j\omega_1 L_{\sigma}$ , 同时,  $V_{s1} \approx j\omega_1 L_{\sigma} i_{s1}$ , 对一个定子或转子存在不对称性的异步电动机来说, 在同步旋转坐标系下, d、q 轴所对应的  $L_{\sigma}$  是不相等的, 分别记为  $L_{\sigma d}$  和  $L_{\sigma q}$ , 且  $L_{\sigma d} \neq L_{\sigma q}$ 。表示成矩阵形式为

$$L_{\sigma}^{d-q} = \begin{bmatrix} L_{\sigma d} & 0 \\ 0 & L_{\sigma q} \end{bmatrix} \quad (4.3-219)$$

在静止坐标系内, 可表示为

$$L_{\sigma}^{\alpha-\beta} = \begin{bmatrix} \sum L_{\sigma} + \Delta L_{\sigma} \cos(2\theta_r) & + \Delta L_{\sigma} \sin(2\theta_r) \\ + \Delta L_{\sigma} \sin(2\theta_r) & + \sum L_{\sigma} - \Delta L_{\sigma} \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (4.3-220)$$

式中:  $\sum L_{\sigma} = (L_{\sigma d} + L_{\sigma q})/2$ ;  $\Delta L_{\sigma} = (L_{\sigma q} - L_{\sigma d})/2$ ;  $\theta_r$  为转子磁场位置。

把以上的电压、电感表达式整理成电流方程, 可得

$$i_{s1} = \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{10} \cos \omega_1 t + I_{11} \cos(2\theta_r - \omega_1 t) \\ I_{10} \sin \omega_1 t + I_{11} \sin(2\theta_r - \omega_1 t) \end{bmatrix} \quad (4.3-221)$$

式中:  $I_{10} = (V_{s1}/\omega_1) \sum L_{\sigma} / (\sum L_{\sigma}^2 - \Delta L_{\sigma}^2)$ ;  $I_{11} = (V_{s1}/\omega_1) \Delta L_{\sigma} / (\sum L_{\sigma}^2 - \Delta L_{\sigma}^2)$ 。

可见注入高频电压产生的高频电流信号中包括  $I_{10}$  和  $I_{11}$  两项: 包含  $I_{10}$  的一项与转子磁场位置无关, 而包含  $I_{11}$  的一项与转子磁场位置有关, 所以应设法去掉  $I_{10}$  的干扰而只留下  $I_{11}$ , 这可以通过以下几步做到, 首先令

$$\epsilon = i_{s2} \cos(2\theta_r - \omega_1 t) - i_{s1} \sin(2\theta_r - \omega_1 t) \quad (4.3-222)$$

式中:  $\theta_r$  为转子位置的估计值。

将式 (4.3-221) 代入式 (4.3-222), 可得

$$\epsilon = I_{10} \sin 2(\omega_1 t - \theta_r) + I_{11} \sin 2(\theta_r - \theta_r) \quad (4.3-223)$$

用低通滤波器滤去式 (4.3-223) 中右边第 1 项, 得

$$\epsilon_f = I_{11} \sin 2(\theta_r - \theta_r) \approx 2I_{11} \sin(\theta_r - \theta_r) \rightarrow 0 \quad (4.3-224)$$

通过调节  $\epsilon_f$  使之趋于零, 即可得到  $\theta_r$  趋于  $\theta_r$ , 也就是说, 转子磁场位置的估计值收敛于真实值。

取  $\theta_r$  的微分, 就能获得转子转速

$$\dot{\omega} = \frac{d}{dt} \theta_r \quad (4.3-225)$$

图 4.3-81 绘出了这种方法的算法框图。

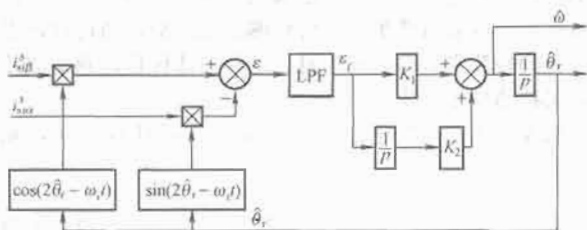


图 4.3-81 凸极跟踪算法框图

图 4.3-82 表示如何获取图 4.3-81 中所需的  $i_{sf}$  和  $i_{af}$ ，图中下标  $f$  表示基波，下标  $i$  表示高频信号。

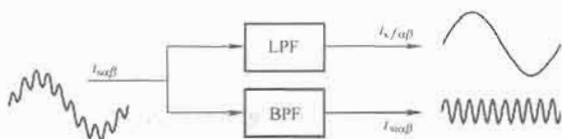


图 4.3-82 高频信号注入下的凸极跟踪法

这种凸极跟踪的方法不依赖于电动机的任何参数和运行工况，因而可以工作在极低速甚至零速运行状态，而且计算工作量并不大，可以说是目前极低速区无速度传感器控制中较理想的方法。

此外，还有 J. Jiang 和 J. Holtz 的漏感脉动检测法、S. K. Sul 的 dq 阻抗差异定向法、Blaschke 的饱和凸极检测方法等，这几种基于电动机非理想特性的无速度传感器方案为实现无速度传感器控制在极低速下的应用提供了新的思路。

## 9 异步电动机调速系统的非线性控制和智能控制

### 9.1 异步电动机的非线性控制

异步电动机的数学模型是非线性多变量系统，从本质上看，应该采用非线性控制理论来解决其控制器的设计问题。在这方面的研究成果有：

- (1) 基于微分几何的非线性系统输入输出解耦线性化 (input-output decoupling and linearization) 控制 [是状态反馈精确线性化 (exact linearization) 控制中的一种方法]。
  - (2) 基于无源性 (passivity) 的能量成型 (energy shaping) 非线性控制。
  - (3) 基于反步 (backstepping) 设计方法的非线性控制。
- 其中，输入输出解耦线性化控制相对地说比较成熟，这里主要介绍这种控制方法。

#### 9.1.1 非线性系统输入输出解耦线性化控制原理

非线性系统的输入输出解耦线性化是针对仿射非线性系统的一种控制方法，选择适当的非线性坐标变换和非线性状态反馈，使非线性系统得以在局部或大范围内实现线性化，同时还能实现输入输出解耦。

设多变量非线性系统的状态方程和输出方程为

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + \sum_{i=1}^m g_i(x(t)) u_i(t) \quad (4.3-226)$$

$$y_i(t) = h_i(x(t)) \quad 1 \leq i \leq m \quad (4.3-227)$$

式中： $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_n(t)]^T$  为  $n$  维状态向量；

$u(t) = [u_1(t) \ u_2(t) \ \cdots \ u_m(t)]^T$  为  $m$  维输入向量； $y(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \cdots \ y_m(t)]^T$  为  $m$  维输出向量。

为了简单起见，假定输入输出向量维数相同，这是符合异步电动机调速系统实际情况的。式 (4.3-226) 的特点是：它对于状态向量  $x(t)$  来说是非线性的，但对于控制量  $u(t)$  来说却是线性的关系，这种形式的非线性系统称作仿射非线性系统。

当上述系统满足对合性等条件时 (详见有关非线性控制理论)，可设计一种非线性坐标变换

$$z(t) = T(x(t)) \quad (4.3-228)$$

并找出一种非线性状态反馈

$$v = \alpha(x) + \beta(x)u \quad (4.3-229)$$

式中： $v$  为  $m$  维向量； $\alpha(x)$  为  $x$  的  $m$  维函数向量； $\beta(x)$  为  $x$  的  $m \times m$  维函数矩阵。

这样可使原非线性系统式 (4.3-226) 转换为一个完全可控的线性系统，写作

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= Az(t) + Bv \\ y(t) &= Cz(t) \end{aligned} \quad (4.3-230)$$

同时可解耦成若干个单输入单输出的线性子系统，从而可以很容易地按照古典线性理论或工程设计方法分别设计其控制器。有时，在  $n$  阶状态方程中只有  $r < n$  个方程被线性化了， $r$  称作关系度 (relative degree)，剩下  $(n-r)$  个方程还是非线性的，可表示为

$$\dot{z}_k = P_k(z) \quad r+1 \leq k \leq n \quad (4.3-231)$$

式 (4.3-231) 与输入量无关，称作内部动态方程。只要内部动态方程是稳定的，就不影响线性子系统的动态性能。

#### 9.1.2 在 $\alpha\beta$ 静止坐标系上带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制系统

本章 5.2.2 小节给出了笼型异步电动机在  $\alpha\beta$  静止坐标系中  $\omega_r - \Psi_r - i_s$  模型的矢量表达式，见式 (4.3-117)，将各变量展开成标量形式，得

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (i_{s\beta} \Psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Psi_{r\beta}) - \frac{n_p}{J} T_L \\ \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \Psi_{r\alpha} - \omega \Psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \Psi_{r\beta} + \omega \Psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \Psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Psi_{r\beta} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\alpha} + \frac{u_{s\alpha}}{\sigma L_s} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \Psi_{r\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Psi_{r\alpha} - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{s\beta} + \frac{u_{s\beta}}{\sigma L_s} \end{aligned} \quad (4.3-232)$$

式中：状态变量是  $x = [\omega_r \ \Psi_{r\alpha} \ \Psi_{r\beta} \ i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$ ；输入变量是  $u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$  (暂且令  $M_L = 0$ )。

显然，该系统属于仿射非线性系统。然而当对该系统实行输入输出解耦线性化控制时，却发现其输入向量函数不满足对合性条件，为此，需对该系统进行改造。

改造调速系统控制对象数学模型的常用方法是，设置电流内环，即采用电流闭环控制。当电流跟随性能具有足够的快速性和精度时，电流闭环可以近似成一阶惯性环节，于是，式 (4.3-232) 中的两个电流方程可以得到简化。采用电流闭环控制的异步电动机状态方程可用式 (4.3-233) 表示。

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (\Psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{n_p}{J} M_L \\ \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} &= -\frac{1}{M_r} \Psi_{r\alpha} - \omega_r \Psi_{r\beta} + \frac{L_m}{M_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} &= -\frac{1}{M_r} \Psi_{r\beta} + \omega_r \Psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{M_r} i_{s\beta} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} \frac{di_{sa}}{dt} &= -\frac{1}{M_s} i_{sa} + \frac{i_{sa}^*}{M_s} \\ \frac{di_{sb}}{dt} &= -\frac{1}{M_s} i_{sb} + \frac{i_{sb}^*}{M_s} \end{aligned} \quad (4.3-233)$$

这时, 状态变量不变, 暂且令  $M_L=0$  时, 输入变量变成  $u=[i_{sa}^* \ i_{sb}^*]^T$ 。可以证明, 式 (4.3-233) 系统的输入向量函数满足对合性条件。令输出变量为

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1(x) = \omega_r \\ y_2 &= h_2(x) = \sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2} = \Psi_r \end{aligned} \quad (4.3-234)$$

采用输入输出解耦线性化控制的设计方法, 选取非线性坐标变换

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r \\ \Psi_{ra} i_{sb} - \Psi_{rb} i_{sa} \\ \sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2} \\ \frac{\Psi_{ra} i_{sa} + \Psi_{rb} i_{sb}}{\Psi_r} \\ \arctg \frac{\Psi_{rb}}{\Psi_{ra}} \end{bmatrix} \quad (4.3-235)$$

得到变换后的状态方程

$$\begin{aligned} \frac{dz_1}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} (\Psi_{ra} i_{sb} - \Psi_{rb} i_{sa}) = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} z_2 \\ \frac{dz_2}{dt} &= -\left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s}\right) (\Psi_{ra} i_{sb} - \Psi_{rb} i_{sa}) - \\ &\quad \omega_r (\Psi_{ra} i_{sa} + \Psi_{rb} i_{sb}) - \frac{\Psi_{rb}}{T_s} i_{sa} + \frac{\Psi_{ra}}{T_s} i_{sb} \\ &= -\frac{1}{T_s} z_2 - z_1 z_3 z_4 - \frac{1}{T_s} z_3 i_{sa}^* \sin z_5 + \frac{1}{T_s} z_3 i_{sb}^* \cos z_5 \\ \frac{dz_3}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2} + \frac{L_m (\Psi_{ra} i_{sa} + \Psi_{rb} i_{sb})}{T_r \sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2}} \\ &= -\frac{1}{T_r} z_3 + \frac{L_m}{T_r} z_4 \\ \frac{dz_4}{dt} &= -\frac{1}{T_s} \frac{(\Psi_{ra} i_{sa} + \Psi_{rb} i_{sb})}{\sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2}} + \\ &\quad \omega_r \frac{\Psi_{ra} i_{sb} - \Psi_{rb} i_{sa}}{\sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2}} + \frac{L_m (\Psi_{ra} i_{sb} - \Psi_{rb} i_{sa})^2}{T_r \sqrt{(\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2)^3}} + \\ &\quad \frac{1}{T_s} \frac{\Psi_{ra} i_{sa}^*}{\sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2}} + \frac{1}{T_s} \frac{\Psi_{rb} i_{sb}^*}{\sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2}} \\ &= -\frac{1}{T_s} z_4 + \frac{z_1 z_2}{z_3} + \frac{L_m}{T_r} \frac{z_2^2}{z_3^2} + \frac{1}{T_s} i_{sa}^* \sin z_5 + \frac{1}{T_s} i_{sb}^* \cos z_5 \\ \frac{dz_5}{dt} &= \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{\Psi_{ra} i_{sb} - \Psi_{rb} i_{sa}}{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2} = z_1 + \frac{L_m}{T_r} \frac{z_2}{z_3^2} \end{aligned} \quad (4.3-236)$$

式中:  $1/T_s = 1/T_r + 1/T_s$ 。

再选取非线性状态反馈

$$\begin{aligned} i_{sa}^* &= -T_s z_1 z_4 \sin z_5 - \frac{T_s z_2}{z_3} \left( z_1 + \frac{L_m z_2}{T_r z_3^2} \right) \cos z_5 - \\ &\quad \frac{\sin z_5}{z_3} v_1 + v_2 \cos z_5 \\ i_{sb}^* &= T_s z_1 z_4 \cos z_5 - \frac{T_s z_2}{z_3} \left( z_1 + \frac{L_m z_2}{T_r z_3^2} \right) \sin z_5 + \\ &\quad \frac{\cos z_5}{z_3} v_1 + v_2 \sin z_5 \end{aligned} \quad (4.3-237)$$

代入式 (4.3-236), 可得

$$\begin{aligned} \frac{dz_1}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} z_2 \\ \frac{dz_2}{dt} &= -\frac{1}{T_s} z_2 + \frac{1}{T_r} v_1 \\ \frac{dz_3}{dt} &= -\frac{1}{T_r} z_3 + \frac{L_m}{T_r} z_4 \\ \frac{dz_4}{dt} &= -\frac{1}{T_s} z_4 + \frac{1}{T_r} v_2 \end{aligned}$$

$$\frac{dz_5}{dt} = z_1 + \frac{L_m}{T_r} \frac{z_2}{z_3^2} \quad (4.3-238)$$

通过非线性变换和非线性状态反馈, 将带电流内环的异步电动机系统在  $\alpha\beta$  静止坐标上的数学模型分解为两个线性子系统和一个非线性的内部动态方程, 如图 4.3-83 所示。线性部分包括转速和转子磁链幅值两个能控子系统, 非线性部分为转子磁链相位子系统。非线性系统的内部动态方程稳定, 故整个系统稳定, 可实现系统输入输出间的线性化及解耦。

(1) 转速子系统 (把  $T_L$  再考虑进去)。

$$\begin{aligned} \frac{dz_1}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} z_2 - \frac{n_p}{J} M_L \\ \frac{dz_2}{dt} &= -\frac{1}{T_s} z_2 + \frac{1}{T_r} v_1 \\ y_1 &= z_1 = \omega_r \end{aligned} \quad (4.3-239)$$

(2) 转子磁链幅值子系统。

$$\begin{aligned} \frac{dz_3}{dt} &= -\frac{1}{T_r} z_3 + \frac{L_m}{T_r} z_4 \\ \frac{dz_4}{dt} &= -\frac{1}{T_s} z_4 + \frac{1}{T_r} v_2 \\ y_2 &= z_3 = \sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2} = \Psi_r \end{aligned} \quad (4.3-240)$$

(3) 转子磁链相位子系统 (非线性的内部动态方程)。

$$\frac{dz_5}{dt} = z_1 + \frac{L_m}{T_r} \frac{z_2}{z_3^2} \quad (4.3-241)$$

两个线性子系统可分别用线性调节器控制, 即转速调节器 ASR 和转子磁链调节器 A $\Psi$ R, 得到图 4.3-84。转速与转子磁链调节器都可用古典线性理论或工程设计方法进行设计。

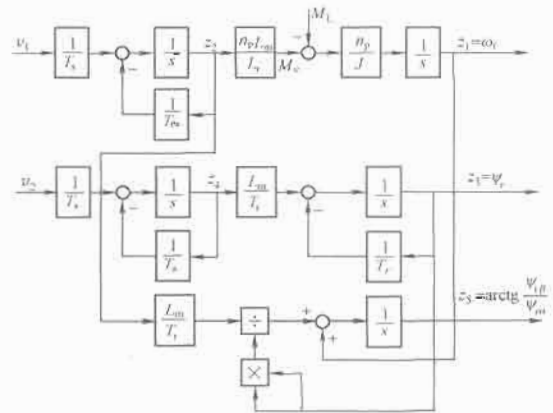


图 4.3-83 在  $\alpha\beta$  静止坐标系上的带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制

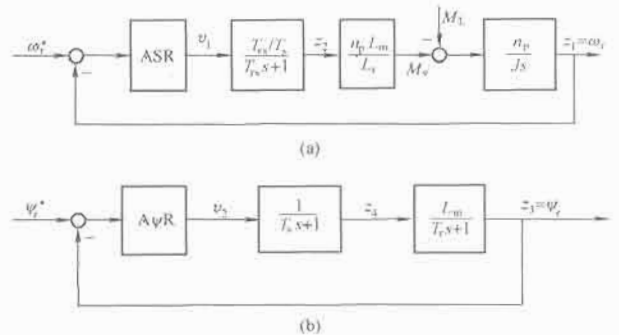


图 4.3-84 解耦后的线性转速子

系统和线性转子磁链子系统

(a) 转速子系统; (b) 转子磁链子系统

设计好 ASR 和 A $\Psi$ R 后, 带电流内环异步电动机在  $\alpha\beta$

静止坐标系上的输入输出线性化解耦控制的实现如图 4.3-85 所示。两个调节器的输出  $v_1$ 、 $v_2$  通过非线性坐标变换和非线性状态反馈得到  $i_{sa}^*$  和  $i_{sb}^*$ ，再经过带电流内环控制的三相变频器，给异步电动机供电。转子磁链的两个分量  $\Psi_{ra}$  和  $\Psi_{rb}$  由转子磁链模型计算得出，直接参与非线性状态反馈，并经过幅值计算求得  $\Psi_r$ ，用于线性反馈控制。

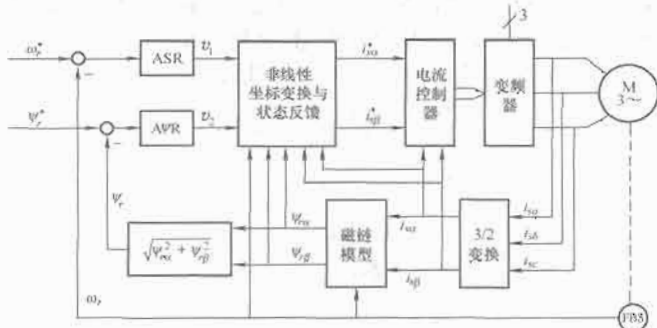


图 4.3-85 在  $\alpha\beta$  静止坐标系上带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制系统的实现

### 9.1.3 在按转子磁场定向坐标系上带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制系统

在按转子磁场定向的  $MT$  旋转坐标系上，异步电动机的状态方程可由 5 阶降为 4 阶，采用电流闭环控制时，两个电流方程又得到简化，最终得到如下的状态方程：

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} \Psi_r i_{st} - \frac{n_p}{J} M_L$$

$$\frac{dz_1}{dt} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} \Psi_r i_{st} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} z_2$$

$$\frac{dz_2}{dt} = -\left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s}\right) \Psi_r i_{st} - \omega_r \Psi_r i_{sm} + \frac{1}{T_s} \Psi_r i_{st}^* = -\frac{1}{T_s} z_2 - z_1 z_3 z_4 + \frac{1}{T_s} z_3 i_{st}^*$$

$$\frac{dz_3}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm} = -\frac{1}{T_r} z_3 + \frac{L_m}{T_r} z_4$$

$$\frac{dz_4}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sm} + \left(\omega_r + \frac{L_m i_{st}}{T_r \Psi_r}\right) i_{st} + \frac{1}{T_s} i_{sm}^* = -\frac{1}{T_s} z_4 + \left(z_1 + \frac{L_m z_2}{T_r z_3^2}\right) \frac{z_2}{z_3} + \frac{1}{T_s} i_{sm}^*$$

再选取非线性状态反馈

$$i_{sm}^* = -T_s \left(z_1 + \frac{L_m z_2}{T_r z_3^2}\right) \frac{z_2}{z_3} + v_2 \quad (4.3-246)$$

$$i_{st}^* = T_s z_1 z_4 + \frac{v_1}{z_3}$$

即得两个独立的线性子系统：

(1) 转速子系统（再考虑  $M_L$ ）。

$$\frac{dz_1}{dt} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} z_2 - \frac{n_p}{J} M_L$$

$$\frac{dz_2}{dt} = -\frac{1}{T_s} z_2 + \frac{1}{T_s} v_1 \quad (4.3-247)$$

$$y_1 = z_1 = \omega_r$$

(2) 转子磁链幅值子系统。

$$\frac{dz_3}{dt} = -\frac{1}{T_r} z_3 + \frac{L_m}{T_r} z_4$$

$$\frac{dz_4}{dt} = -\frac{1}{T_s} z_4 + \frac{1}{T_s} v_2 \quad (4.3-248)$$

$$y_2 = z_3 = \Psi_r$$

和一个代数方程，即磁场定向坐标系旋转角速度

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{L_m i_{st}}{T_r \Psi_r} = z_1 + \frac{L_m z_2}{T_r z_3^2} \quad (4.3-249)$$

系统结构如图 4.3-86 所示。

从按转子磁场定向坐标系上的数学模型经过输入输出解

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{st}$$

$$\frac{di_{sm}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{i_{sm}^*}{T_s} \quad (4.3-242)$$

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{i_{st}^*}{T_s}$$

另一个微分方程“蜕化”成表示  $MT$  坐标系旋转角速度的代数方程，即

$$\omega_1 = \omega_r + \frac{L_m i_{st}}{T_r \Psi_r} \quad (4.3-243)$$

式中：状态变量是  $x = [\omega_r \quad \Psi_r \quad i_{sm} \quad i_{st}]^T$ ，暂令  $T_L = 0$ ，则输入变量是  $u = [i_{sm}^* \quad i_{st}^*]^T$ ，而输出变量可写成  $y = [\omega_r \quad \Psi_r]^T = [h_1(x) \quad h_2(x)]^T$ 。

采用输入输出解耦线性化控制的设计方法，选取非线性坐标变换

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = T(x) = \begin{bmatrix} \omega_r \\ \Psi_r i_{st} \\ \Psi_r \\ i_{sm} \end{bmatrix} \quad (4.3-244)$$

事实上，只有  $z_2 = \Psi_r i_{st}$  是非线性变换，其物理意义是代表电磁转矩，其余三个状态都是线性变换。变换后，得到的状态方程是

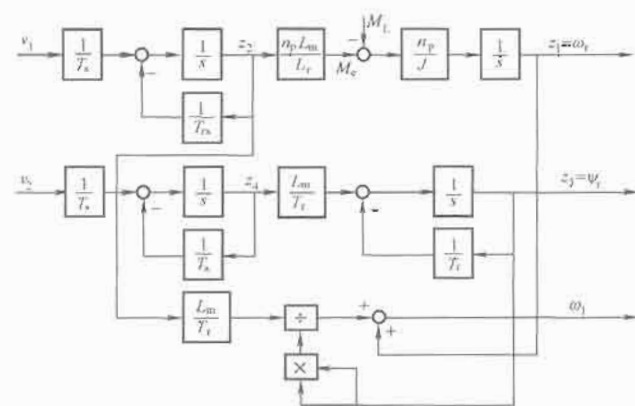


图 4.3-86 在按转子磁场定向坐标系上带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制

耦线性化后得到的两个线性子系统实际上和从  $\alpha\beta$  静止坐标系上的数学模型经过同样处理所得的系统（见图 4.3-84）是一样的，所需的转速调节器 ASR 和转子磁链调节器 AVR 也相同。这样，带电流内环异步电动机在  $MT$  坐标系上的输入输出解耦线性化控制系统的实现如图 4.3-87 所示。在系统结构中，除了由电流分量  $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$  得到  $i_{sm}$ 、 $i_{st}$  需经旋转变换、由  $i_{sm}^*$ 、 $i_{st}^*$  得到  $i_{sa}^*$ 、 $i_{sb}^*$  需经反旋转变换外，其他部分

都与图 4.3-85 相仿。

### 9.1.4 异步电动机的非线性输入输出解耦线性化系统和矢量控制系统的关系

若直接在  $MT$  坐标系上构成电流闭环控制,并忽略电流闭环的滞后时间常数,在式 (4.3-242) 所示的按转子磁场定向的带电流闭环异步电动机状态方程中,就只剩下 2 阶状态方程了。

$$\begin{aligned}\frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} \Psi_r i_{st}^* - \frac{n_p}{J} M_L \\ \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \Psi_r + \frac{L_m}{T_r} i_{sm}^* \quad (4.3-250)\end{aligned}$$

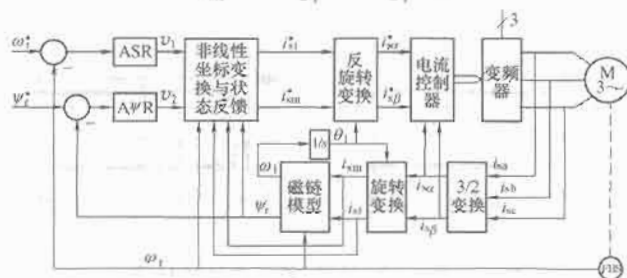


图 4.3-87 在  $MT$  坐标系上带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制系统的实现

令  $x = [\omega_r \quad \Psi_r]^T$  为状态变量,  $u = [i_{sm}^* \quad i_{st}^*]^T$  为输入变量,  $y = [\omega_r \quad \Psi_r]^T = [h_1(x) \quad h_2(x)]^T$  为输出变量。暂令  $M_L = 0$ , 选取非线性坐标变换

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = T(x) = \begin{bmatrix} \omega_r \\ \Psi_r \end{bmatrix} \quad (4.3-251)$$

则变换后的状态方程为

$$\begin{aligned}\frac{dz_1}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} z_2 i_{st}^* \\ \frac{dz_2}{dt} &= -\frac{1}{T_r} z_2 + \frac{L_m}{T_r} i_{sm}^* \quad (4.3-252)\end{aligned}$$

再选取非线性状态反馈

$$\begin{aligned}i_{st}^* &= \frac{v_1}{z_2} \\ i_{sm}^* &= v_2 \quad (4.3-253)\end{aligned}$$

得到两个独立的线性一阶子系统:

(1) 转速子系统。

$$\begin{aligned}\frac{dz_1}{dt} &= \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} v_1 \\ y_1 &= z_1 = \omega_r \quad (4.3-254)\end{aligned}$$

(2) 转子磁链幅值子系统。

$$\begin{aligned}\frac{dz_2}{dt} &= -\frac{1}{T_r} z_2 + \frac{L_m}{T_r} v_2 \\ y_2 &= z_2 = \Psi_r \quad (4.3-255)\end{aligned}$$

设计好转速调节器 ASR 和转子磁链调节器  $A\Psi R$ , 由 ASR 的输出  $v_1$  (正比于电磁转矩  $T_e$ ) 除以转子磁链  $\Psi_r$  得到定子电流转矩分量的给定值  $i_{st}^*$ , 由  $A\Psi R$  的输出  $v_2$  直接产生定子电流励磁分量的给定值  $i_{sm}^*$ ,  $i_{st}^*$  和  $i_{sm}^*$  就是式 (4.3-250) 所示的带电流闭环的变频器—异步电动机系统的两个输入信号, 如图 4.3-88 所示。显然, 如图 4.3-88 所示的输入输出解耦线性化控制系统正是带有除法环节的直接矢量控制系统。由此可见, 矢量控制系统是带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制 (忽略电流环滞后时间常数) 的一类实现。

## 9.2 异步电动机的智能控制

在各种线性性和非线性控制理论基础上设计的控制系统都

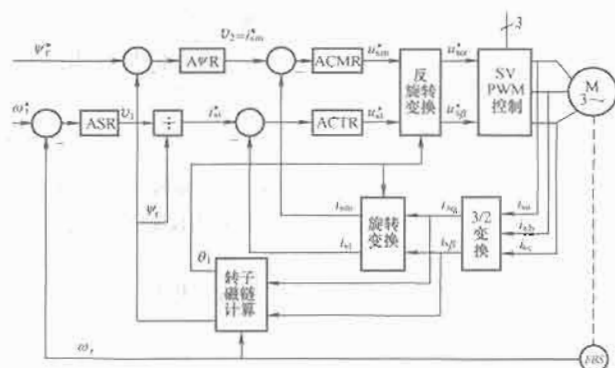


图 4.3-88 矢量控制是带电流内环异步电动机输入输出解耦线性化控制的一类实现

是从电动机的数学模型出发的, 当模型中的参数发生变化时, 控制系统的性能就会受到影响。为此, 许多学者曾致力于研究参数辨识自适应控制方法, 有助于改善系统长期运行的稳态性能, 但对于快过程的电气传动系统来说, 却难以改善其动态性能。自从出现人工智能控制以后, 使这一问题的解决出现了一线曙光, 因为智能控制正是不依赖于或不完全依赖于对象数学模型的控制策略, 从而可使系统具有较强的鲁棒性。

已在不同场合获得实际应用的智能控制方法有: 专家系统、模糊控制、神经网络、遗传算法等, 它们的特点都是不依赖于控制对象的数学模型, 而是按照实际效果及其变化趋势进行智能化控制的 (识别、学习、分析、判断、推理、寻优、决策)。但是, 要达到这样的目的往往需要复杂的算法和程序, 有时还要采用特殊的硬件或占用较长的时间。电气传动控制系统的特点则是数学模型基本确定, 只是由于参数变化和某些扰动而受到影响, 高动态性能的传动系统又要求快速的控制响应。因此, 没有必要完全甩掉经典控制方法而采用纯粹的智能控制。应该在按模型控制的基础上增加一定的智能控制手段, 以消除参数变化和扰动的影响, 这是在电气传动控制系统中引入智能控制的合理途径。

目前直流电动机调速系统已有成熟的控制方案, 如转速、电流双闭环系统, 而交流电动机调速系统经过内环改造 (电流环、矢量变换) 后, 其转速环的结构和直流调速系统是一致的, 所以交直流调速系统可以用一个统一的结构表示, 如图 4.3-89 所示。在系统外环采用智能控制器来代替一般的转速调节器, 可以显著地提高系统的鲁棒性。具体的智能控制方法很多, 各具特色, 本节给出三种已有实验结果的实例。

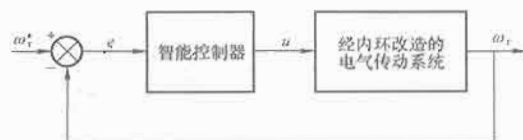


图 4.3-89 智能控制的交直流调速系统

### 9.2.1 模糊控制的电气传动系统

模糊控制是一种典型的智能控制方法, 它利用模糊集合来刻画人们的模糊概念, 例如大、小、快、慢、高、低等, 从而使控制器能够更逼真地模仿熟练操作人员和控制专家的经验与方法。传统的控制器 (如 PID 调节器) 是数量型的控制器, 而模糊控制器则是一种语言型的控制器, 它把物理量的大小用符号语言来表示, 如 NB (负大)、NS (负小)、PB (正大)、PM (正中)、ZO (零) 等, 再用模糊逻辑实现

输入与输出符号间的推理。模糊推理是控制器的核心,由一组 if...then...所表达的控制规则组成,将它们整理成控制规则表,见表 4.3-4。模糊控制规则表一般是二维的,表中,  $\tilde{E}$  是输入误差  $e$  的模糊量,  $\tilde{C}$  是误差导数  $\dot{e} = de/dt$  的模糊量,而  $\tilde{U}$  则是控制器输出  $u$  的模糊量,模糊控制的在线运行就是查表控制。在连续控制系统中采用模糊控制器时,应先把数量型的信号转换成模糊语言,而在模糊推理之后再回变成数量,所以模糊控制器包括三部分:模糊化、模糊推理和清晰化。

表 4.3-4 模糊控制规则表

$\tilde{U} \backslash \tilde{C}$	NB	NS	ZO	PS	PB
$\tilde{E}$					
NB	NB	NB	NS	NS	ZO
NS	NB	NS	NS	ZO	PS
ZO	NS	NS	ZO	PS	PS
PS	NS	ZO	PS	PS	PB
PB	ZO	PS	PS	PB	PB

从模糊控制器的 I/O 特性上看,相当于多级的继电器特性,二维模糊控制器的 I/O 特性  $u = f(e, \dot{e})$  与多级变系数 PD 调节器相当。由于模糊控制器的继电特性性质,其输出是不平滑的,会使电气传动系统稳态时出现脉动或颤振现象,为了克服这种缺陷,人们提出了“论域缩小法”、“多层模糊控制器”等改进方法,或者在控制器中增加积分效应,以提高输出的平滑性。

总之,模糊控制本质上是一种非线性控制,它可以显著地提高线性调节器系统的鲁棒性,并有效地克服传动系统中各种非线性因素,缺点是多级继电特性性质带来的不平滑性。

在变惯性机械的异步电动机矢量控制系统上采用模糊控制器是它的一个应用实例,如图 4.3-90 所示。图中的模糊控制器相当于多级 PD 控制,其 I/O 特性可写作

$$DU = K_1 E + K_2 CE$$

而  $U = K_3 \int DU dt$  的积分作用可提高控制的平滑性和实现无静差,使系统成为多级 PID 控制系统。

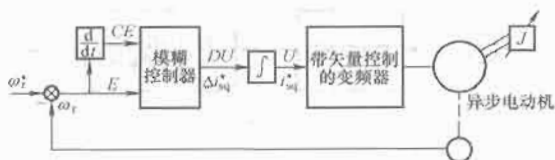


图 4.3-90 模糊控制的变惯性机械异步电动机矢量控制系统

图 4.3-91 是上述系统采用 PI 控制时当机电时间常数  $T_m$  变化 3 倍前后的起动和运行特性。由图可见,当  $T_m = T_{m0}$  时,系统运行正常;当  $T_m = T_{m0}/3$  时,由于 PI 参数不变,系统发生振荡。图 4.3-92 是上述系统采用模糊控制时的特性,当  $T_m = T_{m0}/3$  时,系统照样能稳定运行,只是不论  $T_m$  变与不变,系统都略有脉动。

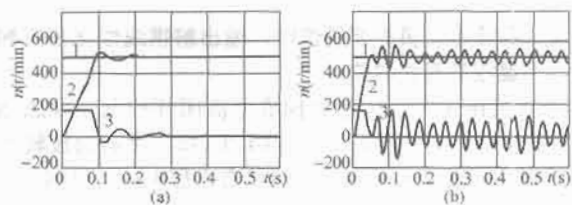


图 4.3-91 PI 控制的变惯性机械异步电动机矢量控制系统起动和运行特性  
(a)  $T_m = T_{m0}$ ; (b)  $T_m = T_{m0}/3$   
1— $\omega^*$ ; 2— $\omega$ ; 3— $M_e$  或  $i_{sq}$

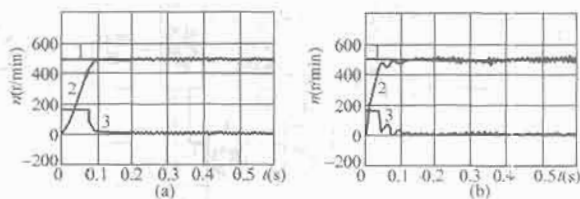


图 4.3-92 模糊控制的变惯性机械异步电动机矢量控制系统起动和运行特性  
(a)  $T_m = T_{m0}$ ; (b)  $T_m = T_{m0}/3$

## 9.2.2 单神经元控制的电气传动系统

从理论上讲,神经网络具有很强的信息综合能力,在计算速度能够保证的条件下,可以解决很复杂的控制问题。遗憾的是,如果缺乏相应的神经网络计算机专用硬件的支持,试图利用串行算法模拟神经网络机理来实现实时控制,显然难以满足实际需要。但是,针对电气传动系统的特点,并不一定需要采用完整的神经网络,只用单个神经元就可以实现自适应的 PID 或 PI 控制,已足以解决提高电气传动系统鲁棒性的要求。

### 9.2.2.1 单神经元模型

在单神经元控制器中,单神经元是最基本的控制单元,其模型如图 4.3-93 所示。图中,  $x_i$ ,  $w_i$  ( $i = 1, 2, 3K$ ) 分别为单神经元控制器的输入量及相应的权重,  $K_u$  为比例因子,  $f(*)$  为带有最大限幅值  $U_{max}$  的 S 型激发函数,使施加到控制对象的输出量  $u_g$  受到限幅,并使到达限幅值以前的控制作用更平滑些,以减小或消除超调。

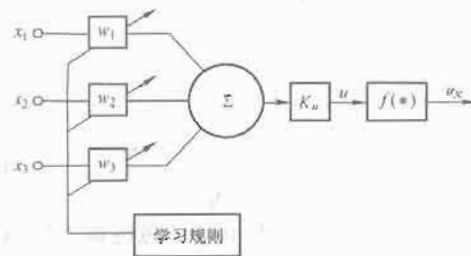


图 4.3-93 单神经元模型

S 型激发函数的 I/O 特性是 (见图 4.3-94)

$$u_g(k) = U_{max} \frac{1 - e^{-u(k)}}{1 + e^{-u(k)}} \quad (4.3-256)$$

而单神经元模型的 I/O 特性是

$$u(k) = K_u \frac{\sum_{i=1}^n w_i(k) x_i(k)}{\|W\|} \quad (4.3-257)$$

式中:用权重向量  $W$  和输入向量  $x$  的内积除以权重向量的欧几里得范数  $\|W\|$ , 以保证控制算法的收敛性。

### 9.2.2.2 学习规则

单神经元控制器的自适应功能是通过自动改变权重实现



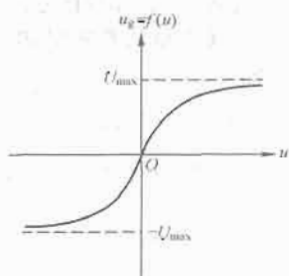


图 4.3-94 S型激发函数

的，学习规则就是调整权重 $w_1$ 的算法，它是单神经元控制器的核心，其算法如下：

$$w_1(k+1) = w_1(k) + \eta v_1(k) \quad (4.3-258)$$

式中： $\eta > 0$ 为学习速率； $v_1(k)$ 为随过程递减的学习信号。

$v_1(k)$ 常用的有以下类型：

(1) Hebb学习型。

$$v_1(k) = u_g(k) x_1(k) \quad (4.3-259)$$

Hebb学习型反映单神经元输入和输出的作用，使权重 $w_1$ 在 $u_g$ 达到限幅值前尽快加大，以加快动态响应。

(2) 主元学习型。

$$v_1(k) = u_g(k) [\alpha x_1(k) - \beta u_g(k) w_1(k)] \quad (4.3-260)$$

主元学习型是具有自动约束权值的负反馈项的Hebb学习型。

(3) 误差校正学习型。

$$v_1(k) = e(k) x_1(k) \quad (4.3-261)$$

误差校正学习型在误差信号 $e(k)$ 的指导下进行强迫学习。

(4) 混合学习型。

$$v_1(k) = e(k) u_g(k) x_1(k) \quad (4.3-262)$$

$$\text{或} \quad v_1(k) = e(k) u_g(k) [\alpha x_1(k) - \beta u_g(k) w_1(k)] \quad (4.3-263)$$

混合学习型分别采用Hebb学习型、主元学习型与误差校正学习型相结合的学习方式，这意味着在误差信号的指导下对环境信息进行自组织来产生控制作用。

针对电气传动系统，选择混合学习型的学习规则，考虑到电动机正反转两种状况，取 $u_g(k)$ 的绝对值，以保证学习算法的收敛性。学习规则为

$$v_1(k) = e(k) |u_g(k)| x_1(k) \quad (4.3-264)$$

### 9.2.2.3 系统构成

采用单神经元控制器的电气传动系统框图如图4.3-95所示。

图4.3-95中，单神经元控制器有三个输入端 $x_1, x_2, x_3$ ，分别表示输出量 $\omega_r$ 的误差、误差微分和误差积分，用式(4.3-264)的学习规则自动调整各输入量的权重，使系统的动态性能只依赖于输出转速的误差及其变化，而不受对象模型参数的影响，因而鲁棒性强。这样的单神经元控制器相当于可变系数的自适应PID调节器，权重 $w_1$ 的初值可按传统的PID设计求得。

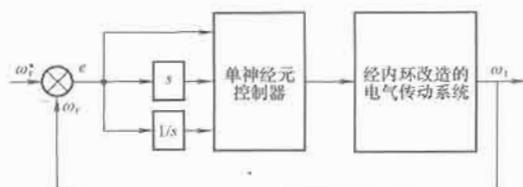


图 4.3-95 单神经元自适应PID控制的电气传动系统

图4.3-96是单神经元自适应PID控制应用于和9.2.1节一样的变惯性机械，即当传动系统转动惯量变化3倍时的实验结果。

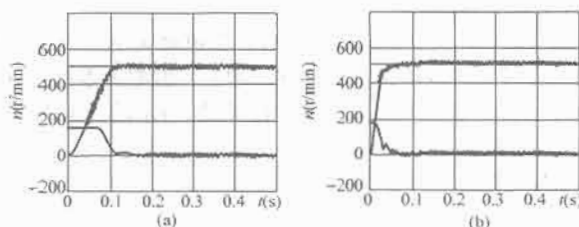


图 4.3-96 单神经元控制的变惯性机械异步电动机矢量控制系统起动和运行特性  
(a)  $T_m = T_{m0}$ ; (b)  $T_m = T_{m0}/3$

## 9.2.3 基于专家系统的智能型PI调节器

### 9.2.3.1 智能型PI调节器的结构

基于专家系统的智能型PI调节器可用作电气传动系统的转速调节器，其结构如图4.3-97所示， $x_1 = e$ 为转速偏差， $x_2 = \int e dt$ 为转速偏差的积分， $x_3 = -\frac{dn}{dt}$ 为实际转速变化率的负值。根据转速偏差、转速偏差的积分和实际转速变化率的负值所在的区间确定调整规则，并根据它们的大小决定调整的强度，使智能型PI调节器参数随着偏差的变化而有选择地变化。当偏差大时，停止积分，并调整比例系数 $K_P$ ，使系统以最大的能力消除偏差；当偏差小时，投入积分，并逐步调整比例系数 $K_P$ 和积分系数 $K_I$ ，使系统以最佳过程达到稳态。

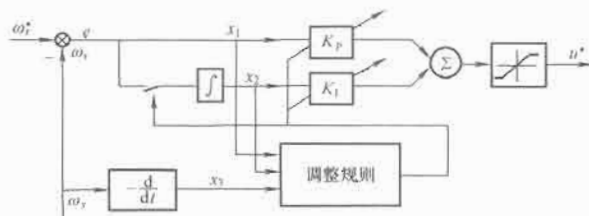


图 4.3-97 基于专家系统的智能型PI调节器结构图

### 9.2.3.2 调整规则

(1) 大偏差范围调整规则。取 $\delta$ 为10%~20%额定转速，当 $e > \delta$ 时，停止积分，并对积分值清零，调整 $K_P$ ，使

$$K_P = \frac{u_{\max}}{|e|} \quad (4.3-265)$$

则调节器输出达到限幅值，系统以允许最大的能力快速减小偏差。

(2) 小偏差范围调整规则。当 $e \leq \delta$ 时，系统进入小偏差范围，及时调整 $K_P$ 和 $K_I$ 的值，可避免产生过调现象，使系统平稳地进入稳定运行状态。下面分三种情况制定小偏差范围的调整规则，为了不产生歧义，应使 $K_P \geq 0, K_I \geq 0$ 。

1)  $x_1 x_3 < 0$ 。当 $x_1 x_3 < 0$ 时，表明偏差正在向0趋近，应逐步减小 $K_P$ ，削弱比例部分的控制作用。当偏差越接近于零，且接近零的速度越快时， $K_P$ 的衰减越快。

当 $x_1 x_2 > 0$ 时，应增大 $K_I$ ，利用积分部分消除偏差；当 $x_1 x_2 < 0$ 时，则应减小 $K_I$ ，以避免偏差继续增大。

因此，调整规则为

$$\begin{cases} K_P(q+1) = K_P(q) + \eta_{p1} x_3 / x_1 \\ K_I(q+1) = K_I(q) + \eta_{i1} x_1 x_2 \end{cases} \quad (4.3-266)$$

式中:  $q$  为学习次数;  $\eta_{p1}$  和  $\eta_{i1}$  分别为比例系数  $K_P$  和积分系数  $K_I$  的调整速率。

2)  $x_1 x_3 > 0$ 。当  $x_1 x_3 > 0$  时, 快速增大  $K_P$ , 使  $x_3$  尽快取相反号, 可以快速有效地减小偏差。偏差离零越远, 且离开零的速度越快时,  $K_P$  增大得越快。 $K_I$  的调整规则与  $x_1 x_3 < 0$  时相同。

调整规则为

$$\begin{aligned} K_P(q+1) &= K_P(q) + \eta_{p2} x_1 x_3 \\ K_I(q+1) &= K_I(q) + \eta_{i1} x_1 x_2 \end{aligned} \quad (4.3-267)$$

式中:  $\eta_{p2}$  为比例系数  $K_P$  的调整速率。

3)  $x_1 x_3 = 0$ 。当  $x_1 = 0$ 、 $x_3 = 0$  时, 系统在平衡点稳定运行, 故保持  $K_P$ 、 $K_I$  不变。当  $x_1 = 0$ 、 $x_3 \neq 0$  或  $x_1 \neq 0$ 、

$x_3 = 0$  时, 仍采用保持  $K_P$ 、 $K_I$  不变的方式。

综上所述, 基于专家系统的智能型 PI 调节器的调整规则可归纳为以下 5 条:

if  $e > \delta$ , then  $K_P = \frac{u_{\max}}{|e|}$ ,  $x_2 = \int e dt$  设置为 0。

if  $e \leq \delta$  and  $x_1 x_3 < 0$ , then  $K_P(q+1) = K_P(q) + \eta_{p1} x_3 / x_1$ 。

if  $e \leq \delta$  and  $x_1 x_3 > 0$ , then  $K_P(q+1) = K_P(q) + \eta_{p2} x_1 x_3$ 。

if  $e \leq \delta$  and  $x_1 x_3 \neq 0$ , then  $K_I(q+1) = K_I(q) + \eta_{i1} x_1 x_2$ 。

if  $e \leq \delta$  and  $x_1 x_3 = 0$ , then  $K_P$ 、 $K_I$  不变。

与传统 PI 调节器控制系统相比, 基于专家系统的智能型 PI 调节器控制系统的响应速度快、超调量小、动态性能指标优秀, 且动态性能仅决定于系统的实际偏差及其变化率, 与控制对象的参数无关, 因而鲁棒性强。

## 第4章 交流同步电动机调速系统

### 1 交流同步电动机调速的优点和类型

#### 1.1 交流同步电动机的类型

(1) 转子直流励磁同步电动机。转子直流励磁同步电动机是交流同步电动机最常见的类型。转子直流励磁电流可由静止励磁装置通过集电环和电刷送到绕组中,也可以采用无刷励磁方式,即在同步电动机轴上安装一台交流发电机作为励磁电源,感应的交流电经过固定在轴上的整流器转换成直流电供给同步电动机的励磁绕组。励磁电流的调节可以通过控制交流励磁发电机的定子磁场来实现。

(2) 永磁同步电动机。在永磁同步电动机中,转子的直流励磁绕组被永久磁铁取代,一般采用稀土永磁材料做励磁磁极,如钕钴合金、钕铁硼合金等。永久磁铁励磁使电动机的体积和重量大为减小,而且效率高、结构简单、维护方便、运行可靠,但可能出现退磁故障,而且损失了励磁磁链控制的灵活性。

(3) 磁阻同步电动机。磁阻同步电动机在结构上与凸极式同步电动机相似,是由反应式同步电动机发展而来的,定转子采用双凸结构,转子上没有绕组,定子为集中绕组,比异步电动机更简单、坚固。目前已有开关磁阻电动机调速系统的系列产品,但单机容量还不够大。

(4) 直线电动机。直线电动机可以看成是从旋转电动机演化而来的,将电能直接转换成直线运动机械能,不需要任何中间转换机构。直线电动机具有高速、大推力的特点,适合在军事、交通运输、工业生产输送线等领域做各种横向或垂直运动的电气传动。

#### 1.2 交流同步电动机与直流电动机、异步电动机的比较

##### 1.2.1 交流电动机与直流电动机的比较

表 4.4-1 列出了当前交流调速与直流调速的技术性能比较。

表 4.4-1 交流调速与直流调速的技术性能比较

项 目	直流调速	交流调速
电动机电压 (V)	1200	1500~6000
功率因数	0.7	0.6~1.0
变换器效率	0.98	0.96~0.97
调速范围 (%)	0.1~100	0~100
调速精度 (%)	±0.01	±0.01
速度响应 (rad/s)	15~30	40~100

(1) 单机容量不受限制。直流电动机的单机最大容量一般为 12~14MW,还常制成双电枢形式,主要因为换向器的换向能力限制了电动机的容量和速度,直流电动机的极限容量和速度之积约为  $P_N \cdot n_{\max} = 3.0 \times 10^6$ ,例如,热连轧机主传动直流电动机功率  $2 \times 5\text{MW}$  (250/590r/min) 已达到极限。交流电动机的单机容量可以突破这一限制,容量和速度之积达到  $P_N \cdot n_{\max} = 4.5 \times 10^6$  (10MW, 150/450r/min),

为设备提供了更大的动力。实际上交流电动机可以充分利用电力电子器件的能力来提高供电电压,采用先进的电动机冷却方式,变频调速同步电动机的单机容量已可做到 56MW。

(2) 体积小、重量轻、占地面积小。为了减少大容量直流电动机的转动惯量,常采用双电枢或三电枢同轴形式,轴向占地面积很大,而交流电动机的结构简单、体积小、重量轻,占地面积比起直流电动机大大减少。

交流电动机还可能与机械合为一体,形成机电一体化产品,大大简化了机械结构,减少了设备的总体积和重量,提高了可靠性。例如,传统的水泥球磨机多用齿轮传动,采用多极低速的交流电动机可以取消齿轮改为直接传动;矿井提升机的电动机可采用外转子结构,在外转子上面直接缠绕钢丝绳,使电动机与卷筒合为一体。越来越多的交流电动机紧靠机械或与生产机械融为一体,从而打破了直流电动机安装在主电室中远离机械设备的格局。

(3) 转动惯量小。以某钢厂 2050mm 热连轧机为例,主传动直流电动机  $2 \times 4500\text{kW}$  (250/578r/min),双电枢传动,转动惯量为  $76.8\text{t} \cdot \text{m}^2$ ;而主传动交流同步电动机 9000kW (250/578r/min),单电枢传动,其转动惯量为  $17.2\text{t} \cdot \text{m}^2$ ,减少为直流电动机的 1/4.5,使整个传动系统的速度响应时间由 120ms 加快到 70ms,提高了产品质量和产量。

(4) 动态响应好。交流电动机转动惯量小,而且没有换向火花对过载能力的限制,可以具有更大的动态加速电流,因此交流电动机较直流电动机具有更好的动态响应特性。

(5) 维护简单。交流电动机无须换向器,维护量大大减少。例如,某厚板轧机直流主传动年维修工作量为 145h,采用交流传动后只需 36h,仅为直流传动的 1/4。

(6) 节约能源。交流电动机的效率比直流电动机提高 2%~3%,节约了能耗。

##### 1.2.2 同步电动机与异步电动机的比较

表 4.4-2 列出了同步电动机与异步电动机有关数据的比较。

表 4.4-2 同步电动机与异步电动机的比较

项 目	异步电动机	永磁同步电动机
额定功率 (kW)	6000	6000
转速 (rpm)	60/120	60/120
电动机功率因数	0.89	1.0
效 率	0.939	0.955
相对转动惯量 (%)	134	100
相对定子重量 (%)	116	100
相对转子重量 (%)	109	100
磁通变化时间常数 (ms)	3.05	0.355
相对变频器容量 (%)	354	258
电网输入功率因数	0.67	0.85

(1) 可靠性与维护量。异步电动机的转子结构非常简单,没有滑环和励磁绕组,对笼型异步电动机的维护只限于

轴承,而同步电动机只有滑环需要增加少量的维护,其维护量与异步电动机基本相同。

(2) 功率因数。同步电动机可以用转子励磁控制使其定子功率因数保持为1,而异步电动机的功率因数始终是滞后的,其功率因数低是一个很难克服的缺陷。

(3) 变频器容量。由于异步电动机的功率因数低,视在功率高于同步电动机,故异步电动机变频调速系统的变频器容量比同步电动机变频调速系统大约30%。

(4) 尺寸和转动惯量。异步电动机的定子具有较大的视在功率,电动机结构短粗。而同步电动机可以设计成细长结构,特别是永磁同步电动机,其转动惯量和尺寸要比异步电动机小得多。

(5) 控制精度。在异步电动机的磁场定向控制系统中,磁链定向精度依赖于转子电阻,而电阻是随温度变化的,为了消除这一影响,必须进行转子参数辨识控制。而同步电动机的励磁电流可以单独控制,不受温度变化影响,故转矩控制精度高。

(6) 弱磁比。异步电动机在弱磁恒功率运行时,其最大转矩 $M_{\max}$ 随电动机频率的增加呈二次方地减小,必须采取增加容量或提高电压的方法来提高弱磁时的最大转矩。在这方面,同步电动机要优于异步电动机。

### 1.3 交流同步电动机调速系统的类型

同步电动机的转子旋转速度就是与旋转磁场同步的转速,转差 $\omega_s$ 恒等于0,没有转差功率,只能用属于转差功率不变型的变压变频调速系统,没有其他类型。频率控制的方法可以分为他控变频和自控变频两大类。用独立的变压变频装置给同步电动机供电的系统称作他控变频调速系统。用电动机轴上所带转子位置检测器或电动机本身提供的转子位置信号,来控制变压变频装置的换相时刻,这样的系统是自控变频调速系统。

#### 1.3.1 他控变频同步电动机调速系统

同步电动机变压变频调速的原理也是恒压频比控制,变压变频装置和异步电动机所用的装置一样。

(1) 小功率同步电动机群开环调速系统。图4.4-1所示是转速开环恒压频比控制的小功率同步电动机群调速系统,常用于化工纺织工业多电动机传动系统中。多台永磁或磁阻同步电动机并联接在公共的变频器上,由统一的频率给定信号 $f^*$ 同时调节各台电动机的转速。图中的变频器采用了电压源型PWM变频器。

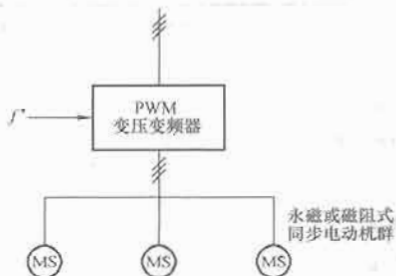


图 4.4-1 多台同步电动机的恒压频比控制调速系统

带定子压降补偿的恒压频比控制保证了同步电动机气隙磁通恒定,缓慢地调节频率给定信号 $f^*$ 可以同时逐渐改变各台电动机的转速。这种开环调速系统存在的明显缺点,就是转子振荡和失步问题并未解决,因此各台同步电动机的负

载不能太大。

(2) 大功率同步电动机闭环调速系统。大功率的同步电动机一般都有转子励磁绕组,采用闭环变频调速,既能解决起动,又可抑制失步,控制方案可以是恒压频比控制,也可以是矢量控制。图4.4-2绘出了这种系统的结构图,控制器包括转速调节、定子电流和励磁电流控制,FBS是测速反馈环节。

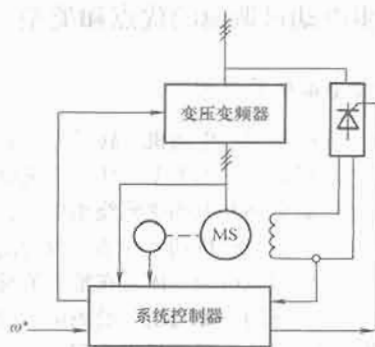


图 4.4-2 变压变频器供电的同步电动机调速系统

#### 1.3.2 自控变频同步电动机调速系统

自控变频同步电动机调速系统原理如图4.4-3所示。在同步电动机MS轴端装有一台转子位置检测器BQ,由它发出转子位置信号,用以控制逆变器UI输出电压或电流的频率及相位,保证转子转速与供电频率同步。可控整流器给UI提供可控的直流电源,使电压与频率得到协调控制。

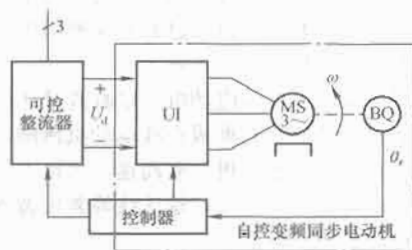


图 4.4-3 自控变频同步电动机调速系统原理图  
UI—逆变器; BQ—转子位置检测器

电动机MS本身是一台同步电动机,可以是永磁式的,容量大时也可以用励磁式的。如果把它和逆变器UI、转子位置检测器BQ合起来从虚线框外看进去,就像是一台直流电动机,改变直流输入电压 $U_d$ ,就可实现调速。相当于用电子换相取代机械换向,显然具有很大的优越性。

早期的自控变频同步电动机中由逆变器完成变频功能、由可控整流器完成调压功能,需要两套可控功率单元,两套控制器,系统结构复杂。现常用PWM变频器取代原来的逆变器(见图4.4-4),既完成了变频,又实现了调压,而整流器则改为不可控的,或直接由直流母线供电,系统结构简单得多。

自控变频同步电动机因其构造上的区别,常采用不同的名称:

(1) 无换向器电动机。由于没有机械式的换向器,因而得名,多为带直流励磁的同步电动机。

(2) 正弦波永磁自控变频同步电动机。磁极采用永磁材料,当输入三相正弦波电流时,气隙磁场为正弦分布,多用于伺服系统和高性能调速系统,简称PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)。



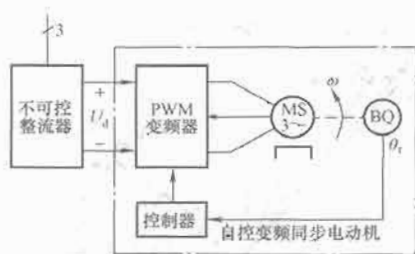


图 4.4-4 PWM 控制的自控变频同步电动机调速系统原理图

(3) 梯形波永磁自控变频同步电动机, 即无刷直流电动机 BLDM (Brushless DC Motor) —— 定子输入方波电流, 气隙磁场呈梯形波分布, 类似于直流电动机的磁场波形。

### 1.3.3 开关磁阻电动机调速系统

采用定、转子双凸极结构的磁阻式同步电动机, 定子和转子的凸极极数不同, 转子无绕组, 定子每对极的绕组作为一相, 用开关控制按顺序轮流通过直流电流, 即构成开关磁阻电动机调速系统。这是单独一类的同步电动机调速系统。

## 2 交流同步电动机的数学模型

交流同步电动机有凸极式和隐极式之分。本节以三相凸极同步电动机为研究对象, 建立同步电动机的数学模型, 隐极同步电动机可看作是凸极同步电动机的特例。

凸极同步电动机定子上有空间对称分布的三相绕组, 转子装有直流供电的励磁绕组和短路的阻尼绕组。由于凸极同步电动机的气隙不均匀, 把转子励磁绕组的轴线称作纵轴 (d 轴), 与它正交的极间轴线称作横轴 (q 轴), 阻尼绕组也可等效地分解成纵轴绕组 \$D\_d\$ 和横轴绕组 \$D\_q\$。和异步电动机的数学模型一样, 定子绕组可以经过静止 3/2 变换和 2s/2r 旋转变换转到 dq 坐标系上 (参见第 3 章第 5 节)。这样, 就在 dq 坐标系上建立了如图 4.4-5 所示的凸极同步电动机五绕组物理模型, 其中所有的绕组都和转子同步旋转。

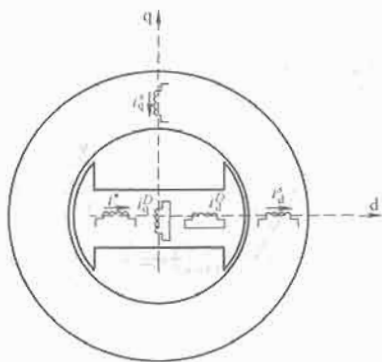


图 4.4-5 凸极同步电动机的五绕组物理模型

采用电动机惯例设定正方向, 并做如下假设, 以简化分析:

- (1) 三相定子绕组在空间对称分布, 气隙磁动势和磁通的基波在空间做正弦分布。
- (2) 忽略磁场的高次空间谐波、磁饱和以及铁损耗。
- (3) 忽略温度对参数变化的影响。

### 2.1 交流同步电动机在 dq 坐标系上的数学模型

同步电动机的定子绕组和异步电动机定子绕组一样, 阻尼绕组和异步电动机的转子绕组相当, 所不同于异步电动机

的特点主要是: ①有转子励磁; ②有凸极效应。因此, 其数学模型与异步电动机大体一致, 只需增加一个转子励磁电压方程, 即

$$U_f = R_f I_f + p\psi_f \quad (4.4-1)$$

而 d 轴与 q 轴的互感不等。

运用坐标变换方法对三相同步电动机自然坐标系的数学方程进行 3/2 变换和旋转变换, 可以使电动机阻抗矩阵对角线化, 消除定子绕组相间的静止耦合及定子与转子绕组之间的旋转耦合, 同时认为三相对称, 采用常用的 \$X\_{ad}\$ 制互感系数可逆的标么值系统, 由此得到众所周知的同步电动机 dq 坐标系的标么值数学模型。

同步电动机在 dq 坐标系上的电压、电流和磁链矩阵都有 5 个元素, 即

$$u_{dq} = [u_{sd} \quad u_{sq} \quad U_f \quad 0 \quad 0]^T$$

式中: \$u\_{sd}\$ 为定子纵轴电压; \$u\_{sq}\$ 为定子横轴电压; \$U\_f\$ 为转子励磁电压。

$$i_{dq} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad I_f \quad i_{Dd} \quad i_{Dq}]^T$$

式中: \$i\_{sd}\$ 为定子纵轴电流; \$i\_{sq}\$ 为定子横轴电流; \$I\_f\$ 为转子励磁电流; \$i\_{Dd}\$ 为纵轴阻尼电流; \$i\_{Dq}\$ 为横轴阻尼电流。

$$\psi_{dq} = [\psi_{sd} \quad \psi_{sq} \quad \psi_f \quad \psi_{Dd} \quad \psi_{Dq}]^T$$

式中: \$\psi\_{sd}\$ 为定子纵轴磁链; \$\psi\_{sq}\$ 为定子横轴磁链; \$\psi\_f\$ 为转子励磁磁链; \$\psi\_{Dd}\$ 为纵轴阻尼磁链; \$\psi\_{Dq}\$ 为横轴阻尼磁链。

(1) 磁链方程。

$$\psi_{dq} = L_{dq} i_{dq} \quad (4.4-2)$$

电感系数矩阵为

$$L_{dq} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{ad} & L_{ad} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & 0 & L_{aq} \\ L_{ad} & 0 & L_f & L_{Dd} & 0 \\ L_{ad} & 0 & L_{Dd} & L_{Dd} & 0 \\ 0 & L_{aq} & 0 & 0 & L_{Dq} \end{bmatrix}$$

式中: \$L\_{sd} = L\_{ad} + L\_{sl}\$ 为纵轴同步电感系数; \$L\_{sq} = L\_{aq} + L\_{sl}\$ 为横轴同步电感系数; \$L\_{Dd} = L\_{ad} + L\_{Dd}\$ 为纵轴阻尼绕组电感系数; \$L\_{Dq} = L\_{aq} + L\_{Dq}\$ 为横轴阻尼绕组电感系数; \$L\_f = L\_{ad} + L\_{fl}\$ 为励磁绕组电感系数; \$L\_{ad}\$ 为纵轴电枢反应电感系数; \$L\_{aq}\$ 为横轴电枢反应电感系数; \$L\_{sl}\$ 为定子绕组漏感系数; \$L\_{fl}\$ 为励磁绕组漏感系数; \$L\_{Dd}\$ 为纵轴阻尼绕组漏感系数; \$L\_{Dq}\$ 为横轴阻尼绕组漏感系数。

(2) 电压方程。

$$u_{dq} = R_{dq} i_{dq} + p\psi_{dq} + \omega_r D\psi_{dq} \quad (4.4-3)$$

其中, 电阻矩阵为

$$R_{dq} = \text{diag}[R_s \quad R_s \quad R_f \quad R_{Dd} \quad R_{Dq}] \quad (4.4-4)$$

\$D\$ 矩阵为

$$D = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.4-5)$$

(3) 电磁转矩方程。

$$M_e = n_p i_{dq}^T G i_{dq} \quad (4.4-6)$$

其中,

电磁转矩方程常写成

$$\begin{aligned} M_e &= n_p [\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}] \\ &= n_p [(L_{sd} i_{sd} + L_{ad} I_f + L_{ad} i_{Dd}) i_{sq} - (L_{sq} i_{sq} + L_{aq} i_{Dq}) i_{sd}] \\ &= n_p [L_{ad} I_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + (L_{ad} i_{Dd} i_{sq} - L_{aq} i_{Dq} i_{sd})] \end{aligned} \quad (4.4-7)$$

观察式 (4.4-7) 各项, 不难看出每一项转矩的物理意义。

第1项为转子励磁磁动势与定子横轴电枢反应磁动势相互作用产生的电磁转矩,是同步电动机主要的电磁转矩;第2项是由凸极效应所产生的凸极反应转矩,又称为磁阻转矩,是凸极同步电动机特有的转矩,在隐极电动机中,  $L_d = L_q$ , 该项为零;第3项为阻尼绕组磁动势与定子磁动势相互作用产生的阻尼转矩,它只在电动机动态过程中出现,帮助同步电动机尽快达到新的稳态,如果没有阻尼绕组,或在稳态运行时阻尼绕组中没有感应电流,该项都为零。

(4) 运动方程。

$$M_e - M_L = Jp\omega_r \quad (4.4-8)$$

式中:  $M_L$  为负载转矩;  $J$  为转动惯量。

根据同步电动机 dq 坐标系上的电压方程式 (4.4-3) 和磁链方程式 (4.4-2), 可以画出同步电动机 dq 坐标系上的动态等值电路, 见图 4.4-6, 由图可见, 在 d 轴电路中交链着 q 轴磁链产生的旋转电势  $\omega_r \Psi_{sq}$ , 同样, 在 q 轴电路中也有 d 轴磁链产生的旋转电势  $\omega_r \Psi_{sd}$ 。

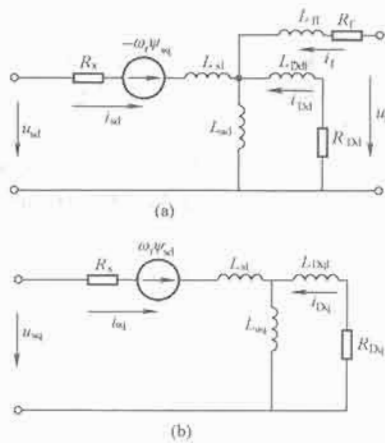


图 4.4-6 同步电动机在 dq 坐标系上的动态等值电路

(a) d 轴等值电路; (b) q 轴等值电路

## 2.2 同步电动机的时空矢量图

交流同步电动机的特性分析往往要借助于矢量图, 以直观、定性地分析各电量的相互关系和变化规律。交流电动机矢量图分为磁动势空间矢量图和电动势时间矢量图。根据电磁感应定律, 按电动机惯例, 磁链在时间上滞后于感应电动势  $90^\circ$ , 在矢量图中, 将磁通的空间矢量与磁链的时间矢量画在一起, 成为同一张图, 称作同步电动机的时空矢量图。

### 2.2.1 隐极同步电动机时空矢量图

图 4.4-7 为隐极同步电动机的时空矢量图。同步电动机转子几何轴线 d 轴与定子固定轴系  $\alpha$  轴之间的夹角为  $\gamma$ , 电动机转子的旋转速度为  $\omega_r$ , 是  $\gamma$  角的微分。电动机气隙磁链  $\Psi_\delta$  为激磁磁链  $\Psi_f$  与定子电枢磁链  $\Psi_s$  的矢量和。

$$\Psi_\delta = \Psi_f + \Psi_s = L_{ad}(i_f + i_s) \quad (4.4-9)$$

由于磁路对称, 电流与磁链之间的电感系数均为  $L_{ad}$ , 由式 (4.4-9) 可以求出隐极同步电动机的磁化电流  $i_\mu$ :

$$i_\mu = \frac{\Psi_\delta}{L_{ad}} = i_f + i_s \quad (4.4-10)$$

气隙磁链  $\Psi_\delta$  与转子 d 轴之间的夹角为  $\delta$ ,  $\delta$  也就是同步电动机的功角。对于隐极同步电动机, 功角  $\delta$  也是磁化电流  $i_\mu$  与转子激磁电流  $i_f$  的夹角。同步电动机的定子磁链为气隙磁链加上定子漏感引起的漏磁链

$$\Psi_s = \Psi_\delta + i_s L_{sl} \quad (4.4-11)$$

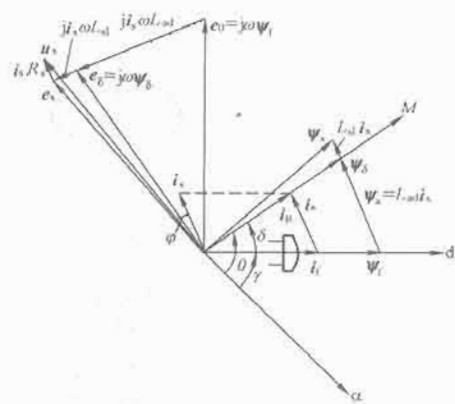


图 4.4-7 隐极同步电动机的时空矢量图

根据电磁感应定律, 电动机空载感应电动势  $\vec{e}_0$  超前于 d 轴  $90^\circ$ , 所以

$$e_0 = j\omega_r \Psi_f \quad (4.4-12)$$

而同步电动机负载时的感应电动势  $\vec{e}_\delta$  为空载感应电动势和电枢反应电动势的矢量和

$$e_\delta = j\omega_r \Psi_\delta = j\omega_r L_{ad} i_\mu = e_0 + j\omega_r L_{ad} i_s = j\omega_r L_{ad} (i_f + i_s) \quad (4.4-13)$$

同步电动机的电压矢量为

$$u_s = R_s i_s + j i_s \omega_r L_{sl} + e_\delta = R_s i_s + j i_s \omega_r L_{sl} + j\omega_r L_{ad} (i_f + i_s) \quad (4.4-14)$$

定子电压与电流之间的夹角  $\varphi$  为电动机的功率因数角。

### 2.2.2 凸极同步电动机时空矢量图

凸极同步电动机的气隙沿电枢圆周是不均匀的, 极面下气隙较小, 两极间气隙较大, 故纵轴磁导较横轴磁导大, 因此, 对于相同的电流在纵轴和横轴上产生的磁链是不相同的, 即电感  $L_{ad} \neq L_{aq}$ , 且  $L_{ad} \gg L_{aq}$ 。由于凸极电动机气隙的不均匀性, 电枢反应要分纵轴和横轴分别处理, 称作双反应定理。图 4.4-8 为凸极同步电动机的时空矢量图。

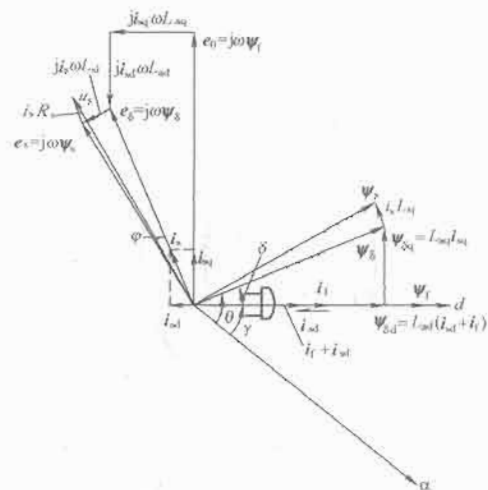


图 4.4-8 凸极同步电动机的时空矢量图

根据双反应定理, 电枢电流  $i_s$  沿 d、q 轴分解为纵轴分量  $i_{sd}$  和横轴分量  $i_{sq}$ , 纵轴的电枢反应为

$$\Psi_{ad} = L_{ad} i_{sd} \quad (4.4-15)$$

同步电动机的纵轴磁链为

$$\Psi_{\delta d} = L_{ad} (i_{sd} + i_f) \quad (4.4-16)$$

横轴磁链为

$$\Psi_{\delta q} = L_{\sigma q} i_{sq} \quad (4.4-17)$$

故气隙磁链为  $\Psi_{\delta d}$  与  $\Psi_{\delta q}$  的合成磁链

$$\Psi_{\delta} = \Psi_{\delta d} + \Psi_{\delta q} = L_{\sigma d} (i_{sd} + i_f) + L_{\sigma q} i_{sq} \quad (4.4-18)$$

其幅值为

$$|\Psi_{\delta}| = \sqrt{|\Psi_{\delta d}|^2 + |\Psi_{\delta q}|^2} \quad (4.4-19)$$

气隙磁链与 d 轴之间的夹角, 也即功角  $\delta$ , 可以由下式求出

$$\delta = \arctan \frac{|\Psi_{\delta q}|}{|\Psi_{\delta d}|} = \arcsin \frac{|\Psi_{\delta q}|}{|\Psi_{\delta}|} \quad (4.4-20)$$

同步电动机纵轴电枢反应电抗引起的电枢反应压降为

$$e_{ad} = j i_{sd} \omega L_{\sigma d} \quad (4.4-21)$$

横轴电枢反应压降为

$$e_{aq} = j i_{sq} \omega L_{\sigma q} \quad (4.4-22)$$

同步电动机气隙磁链产生的感应电动势为

$$\begin{aligned} e_g &= e_0 + e_{ad} + e_{aq} = j \omega \Psi_f + j \omega \Psi_{ad} + j \omega \Psi_{aq} \\ &= j \omega (\Psi_{\delta d} + \Psi_{\delta q}) = j \omega [L_{\sigma d} (i_f + i_{sd}) + L_{\sigma q} i_{sq}] \end{aligned} \quad (4.4-23)$$

因而可以求出电动机的电压矢量

$$\begin{aligned} u_s &= R_s i_s + j i_s \omega L_{\sigma s} + e_g \\ &= (R_s + j \omega L_{\sigma s}) i_s + j \omega [L_{\sigma d} (i_f + i_{sd}) + L_{\sigma q} i_{sq}] \end{aligned} \quad (4.4-24)$$

## 2.3 同步电动机的动态参数

### 2.3.1 同步电动机的电抗函数

在研究同步电动机的运行时, 人们最关心的是定子各电量的大小和变化规律, 因此在电动机的电压方程式中, 常常消去转子的阻尼电流和励磁电流, 使方程式变得更简单, 同时也引出同步电动机的电抗函数、动态参数等概念。

当用标么值表达时, 频率  $\omega=1$ , 可以用电抗  $x$  来表示电感  $L$ 。由此可以推出消去转子电流的同步电动机表达式。

磁链方程为

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = -x_d(p) i_{sd} + G_f(p) u_f \\ \Psi_{sq} = -x_q(p) i_{sq} \end{cases} \quad (4.4-25)$$

电压方程为

$$\begin{cases} u_{sd} = [R_s - p x_d(p)] i_{sd} + x_q(p) i_{sq} + p G_f(p) u_f \\ u_{sq} = -x_d(p) i_{sd} + [R_s - p x_q(p)] i_{sq} + G_f(p) u_f \end{cases} \quad (4.4-26)$$

式中:  $x_d(p)$  定义为同步电动机的纵轴电抗函数;  $x_q(p)$  为同步电动机的横轴电抗函数; 而  $G_f(p)$  则称为励磁绕组与纵轴定子绕组间的传递函数。

当转子上仅有励磁绕组, 没有装设阻尼绕组时, 电抗函数为

$$\begin{aligned} x_d(p) &= x_{sl} + \frac{x_{ad} \left( x_{fl} + \frac{R_f}{p} \right)}{x_{ad} + \left( x_{fl} + \frac{R_f}{p} \right)} \\ x_q(p) &= x_q = x_{sl} + x_{aq} \end{aligned} \quad (4.4-27)$$

根据式 (4.4-27) 可以画出无阻尼绕组时  $x_d(p)$  和  $x_q(p)$  的等效电路, 如图 4.4-9 所示。

当转子上装有阻尼绕组时, 电抗函数为

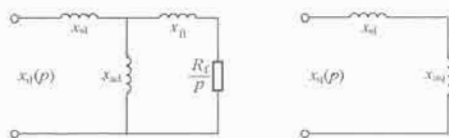


图 4.4-9 无阻尼绕组时  $x_d(p)$  和  $x_q(p)$  的等效电路

$$\begin{aligned} x_d(p) &= x_{sl} + \frac{x_{ad} x_{fl} x_{ad} + \left( x_{fl} \frac{R_{fl}}{p} + x_{ad} \frac{R_f}{p} \right)}{x_{ad} x_{fl} + x_{ad} x_{fl} + x_{ad} x_{ad} + (x_{ad} + x_{ad})} \\ &= x_{sl} + \frac{x_{ad} \left( x_{fl} + \frac{R_{fl}}{p} \right)}{x_{ad} + \left( x_{fl} + \frac{R_{fl}}{p} \right)} \end{aligned} \quad (4.4-28)$$

同样可以画出装有阻尼绕组时  $x_d(p)$  和  $x_q(p)$  的等效电路, 如图 4.4-10 所示。

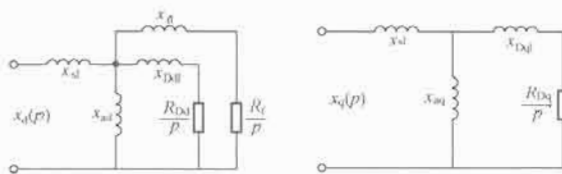


图 4.4-10 装有阻尼绕组时  $x_d(p)$  和  $x_q(p)$  的等效电路

### 2.3.2 瞬变电抗与超瞬变电抗

令纵轴运算电抗  $x_d(p)$  中的  $p=\infty$ , 即得  $t=0$  时  $x_d(p)$  的初值, 即瞬态初始瞬间从电枢端点看到的同步电动机所表现的纵轴电抗, 称为纵轴瞬变电抗, 用  $x'_d$  表示

$$x'_d = x_{sl} + \frac{x_{ad} x_{fl}}{x_{ad} + x_{fl}} \quad (4.4-29)$$

同理, 横轴瞬变电抗为

$$x'_q = x_{sl} + x_{aq} \quad (4.4-30)$$

当转子上除了励磁绕组外还装有阻尼绕组时, 在短路初始瞬间, 由于去磁电枢反应的突然出现, 将在励磁和纵轴阻尼绕组内同时产生感应电流。由于励磁和纵轴阻尼绕组中感应电流的共同“励磁作用”, 使得突然短路电流周期分量的初始值比转子上仅有励磁绕组时大, 这一增大的部分称为超瞬变分量。从定子端点看, 短路初始瞬间电动机所表现的等效电抗将成为

$$x''_d = x_{sl} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{fl}} + \frac{1}{x_{dfl}}} \quad (4.4-31)$$

此电抗称为纵轴超瞬变电抗。式中:  $x_{dfl}$  为纵轴阻尼绕组的漏抗。

同理, 在横轴方面, 可得横轴超瞬变电抗  $x''_q$  为

$$x''_q = x_{sl} + \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{qfl}}} \quad (4.4-32)$$

式中:  $x_{qfl}$  为横轴阻尼绕组的漏抗。

图 4.4-11 为  $x'_d$  与  $x''_d$  的等效电路。

### 2.3.3 同步电动机的时间常数

在研究同步电动机动态过程时, 常常用电路的时间常数来代替同步电动机的动态参数。当电动机转子上仅有励磁绕组时, 电抗函数  $x_d(p)$  可以写成

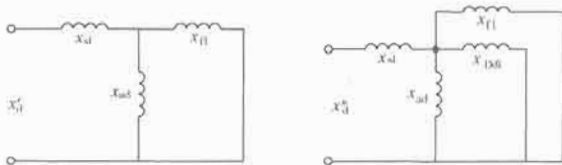


图 4.4-11 纵轴瞬变电抗  $x_d'$  与超瞬变电抗  $x_d''$  的等效电路

$$x_d(p) = x_d \frac{1 + pT_{d0}'}{1 + pT_{d0}''} \quad (4.4-33)$$

式中:  $T_{d0}'$  为定子开路时从励磁绕组端看进去的电路时间常数;  $T_{d0}''$  为当定子短路时从励磁绕组端看进去的时间常数, 也称为励磁绕组的瞬变时间常数。

$$T_{d0}' = \frac{x_{d1} + x_{ad}}{R_f} \quad (4.4-34)$$

$$T_{d0}'' = \frac{x_{d1}}{R_f} = \frac{1}{R_f} \left( x_{d1} + \frac{x_{ad} \cdot x_{s1}}{x_{ad} + x_{s1}} \right) \quad (4.4-35)$$

图 4.4-12 为  $T_{d0}'$  与  $T_{d0}''$  的等效电路图。

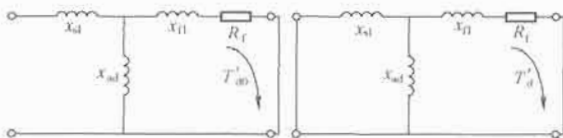


图 4.4-12  $T_{d0}'$  与  $T_{d0}''$  的等效电路图

当同步电动机装有阻尼绕组时, 电抗函数  $x_d(p)$  也可以写为时间常数的表达形式

$$x_d(p) = x_d \frac{(1 + T_{d0}'p)(1 + T_{d0}''p)}{(1 + T_{d0}''p)(1 + T_{d0}'p)} \quad (4.4-36)$$

式中:  $T_{d0}''$  为定子绕组开路而励磁绕组短路时, 阻尼绕组的时间常数;  $T_{d0}'$  为定子绕组与励磁绕组均短路时阻尼绕组的时间常数, 也称为纵轴超瞬变时间常数。

$T_{d0}''$  的等效电路见图 4.4-13 (a),  $T_{d0}'$  的等效电路见图 4.4-14 (a)。由图 4.4-13 (a) 可以推出

$$T_{d0}'' = \frac{x_{d1}x_{d2} + x_{d1}x_{ad} + x_{ad}x_{d2}}{R_{fd}(x_{ad} + x_{d2})} \quad (4.4-37)$$

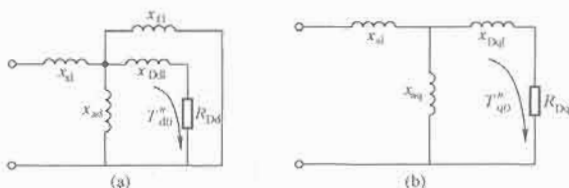


图 4.4-13 定子绕组开路、励磁绕组短路时的时间常数等效电路

(a)  $T_{d0}''$  的等效电路; (b)  $T_{d0}'$  的等效电路

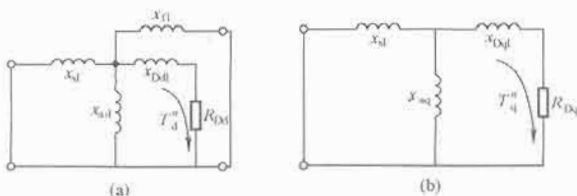


图 4.4-14 定子绕组、励磁绕组均短路时的时间常数等效电路

(a)  $T_{d0}''$  的等效电路; (b)  $T_{d0}'$  的等效电路

由图 4.4-14 (a) 可以推出

$$T_{d0}'' = \frac{1}{R_{fd}} \left( x_{d1} + \frac{x_{d2} \cdot x_{ad} \cdot x_{ad}}{x_{d2} \cdot x_{ad} + x_{d1} \cdot x_{ad} + x_{ad} \cdot x_{d2}} \right) = \frac{x_{d1}}{R_{fd}} \cdot T_{d0}' \quad (4.4-38)$$

同理, 可以推导出横轴电抗函数  $x_q(p)$  的时间常数表达式

$$x_q(p) = x_q \frac{1 + T_{q0}'p}{1 + T_{q0}''p} \quad (4.4-39)$$

由等效电路图 4.4-13 (b) 和 4.4-14 (b) 可以推出同步电动机横轴瞬变和超瞬变时间常数

$$T_{q0}' = \frac{1}{R_{fd}} (x_{d1} + x_{ad}) \quad (4.4-40)$$

$$T_{q0}'' = \frac{1}{R_{fd}} \left( x_{d1} + \frac{x_{ad} \cdot x_{s1}}{x_{ad} + x_{s1}} \right) = \frac{x_{d1}}{R_{fd}} T_{q0}' \quad (4.4-41)$$

此外, 在交流同步电动机中还常常见到下列时间常数:

当定子绕组与励磁绕组开路时, 纵轴阻尼绕组的时间常数

$$T_{d0}'' = \frac{x_{ad} + x_{d1}}{R_{fd}} \quad (4.4-42)$$

当励磁绕组短路时, 定子绕组的时间常数

$$T_a = \frac{x_2}{R_s} \quad (4.4-43)$$

式中:  $x_2$  为电动机的逆序电抗。

### 3 负载换流同步电动机变频调速系统

负载换流同步电动机调速系统的结构简单, 成本经济, 使其在数兆瓦级大功率调速传动, 特别是在高电压、高转速的大功率传动中被广泛应用。

#### 3.1 负载换流同步电动机调速系统的工作原理

晶闸管变流器的换流, 是通过触发和关断相应的晶闸管把正在导通相的电流切换到欲导通相的过程。由于晶闸管为半控开关器件, 一旦触发导通后, 门极就失去了控制作用, 要想关断它必须给晶闸管施加反向电压, 使其电流减少到维持电流以下, 再把反向电压保持一段时间后晶闸管才能可靠地关断。

##### 3.1.1 反电动势法

图 4.4-15 (a) 为晶闸管变流器逆变桥的换流过程, 逆变器的负载是一台能发出反电动势的同步电动机, 晶闸管直接利用电动机产生的反电动势进行换流, 因此通常称这种方法为反电动势换流或自然换流。

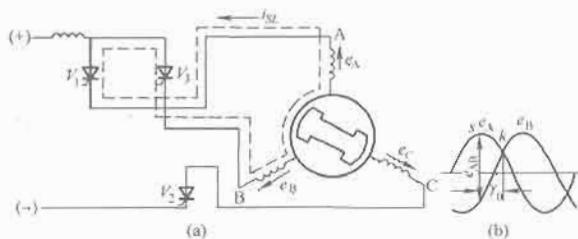


图 4.4-15 反电动势换相原理图

(a) A、B 相换相电路; (b) 反电动势波形

由于换流回路中包括电动机的两相绕组, 同步电动机的定子绕组、励磁绕组和阻尼绕组的电感会影响换流的瞬态过程, 因此短路电流  $i_{sc}$  不可能发生突变, 换流必然经历一个瞬间过程。通常把要换流的两个晶闸管同时导通所经历的时



间(用电角度表示),称为换流重叠角,用 $\mu$ 表示,如图4.4-16(a)所示,可以证明换流重叠角 $\mu$ 与负载电流大小有关,负载电流换流重叠角 $\mu$ 就愈大;反之负载电流小,换流重叠角 $\mu$ 也就减小。

在空载情况下,施加在晶闸管V1两端的电压波形如图4.4-16(c)所示。在换流超前角 $\gamma_0$ 出现的时间段,V1承受反向电压,晶闸管可以可靠关断。而当电动机带有负载时,从图4.4-16(b)中A相电流波形看到,由于换流重叠角的影响,使晶闸管通电时间延长;另一方面又由于电枢反应的影响,同步电动机端电压的相位将随着负载的增加而提前一个功角 $\delta$ ,于是使负载时的实际换流超前角 $\gamma_c$ 减小,晶闸管承受反向电压的时间变短,如图4.4-16(c)中的虚线所示。晶闸管承受反向电压时间的角度(电角度)

$$\gamma_c = \gamma_e - \mu = \gamma_0 - \delta - \mu \quad (4.4-44)$$

式中: $\gamma_e$ 为换流剩余角; $\gamma_0$ 为空载换流超前角; $\gamma_c$ 为电动机负载时的换流超前角; $\delta$ 为同步电动机的功角; $\mu$ 为换流重叠角。

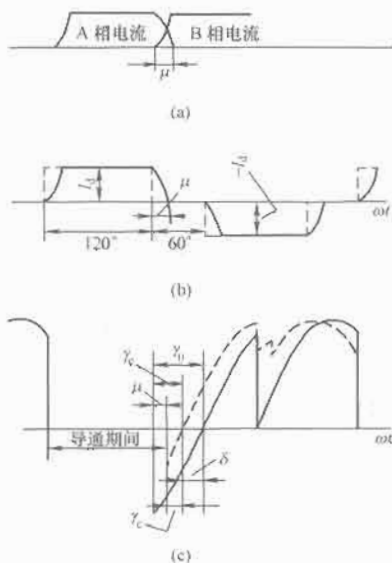


图 4.4-16  $\gamma_0=60^\circ$  时反电动势换相的电压、电流波形

- (a) A、B 两相换相时的电流波形;  
(b) 一相电流波形(一个周期);  
(c) 晶闸管两端的电压波形

为了保证换流的可靠进行,通常要求换流剩余角 $\gamma_c$ 至少应保持在 $10^\circ\sim 15^\circ$ 之间。要满足这个条件,一方面要适当增大空载换流超前角 $\gamma_0$ ,一般取 $\gamma_0=60^\circ$ ;另一方面要限制电动机负载电流以减小重叠角 $\mu$ 。

### 3.1.2 电流断续换流法

所谓电流断续换流法,就是每当晶闸管需要换流时,使逆变器的输入电流下降到零,让逆变器的所有晶闸管均关断,然后给换流后应该导通的晶闸管施加触发脉冲,再同时开通逆变器的输入电流使晶闸管导通,从而实现从一相到另一相的换流。

电流断续时,封锁逆变器晶闸管同时让供电的晶闸管整流桥也进入逆变状态,使通过电动机绕组的电流迅速衰减,以达到在短时间内实现电流断续。

在负载换流的同步电动机中,为了抑制电流脉动,在直流回路中通常都接有滤波电抗器。它在断流过程中会产生过电压,危及晶闸管变流器的安全,通常在平波电抗器的两端

接一个续流晶闸管V0,如图4.4-17所示。当回路电流衰减时,电抗器的续流作用产生感应电压的极性如图4.4-17所示,这时触发晶闸管V0,可使其导通。电抗器中的电流将经此晶闸管V0而续流,释放电抗器中原来储存的能量。一旦整流器的封锁解除,输入电流开始增长,电抗器两端电压的极性发生变化,续流晶闸管V0会自动关断,不影响电抗器正常工作时的滤波功能。

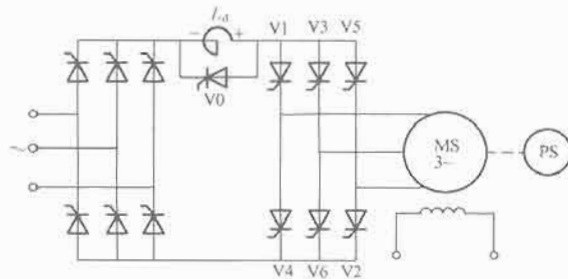


图 4.4-17 电流断续换相法的主电路

当同步电动机采用电流断续换流时,逆变器晶闸管的触发相位 $\gamma_0$ 对换流已不起作用。为了增大起动转矩,减小转矩脉动,一般取 $\gamma_0=0^\circ$ 。

## 3.2 负载换流同步电动机的基本关系

### 3.2.1 电动机电压与直流电压的关系

在给出结论之前,先规定一些符号,如图4.4-18所示。

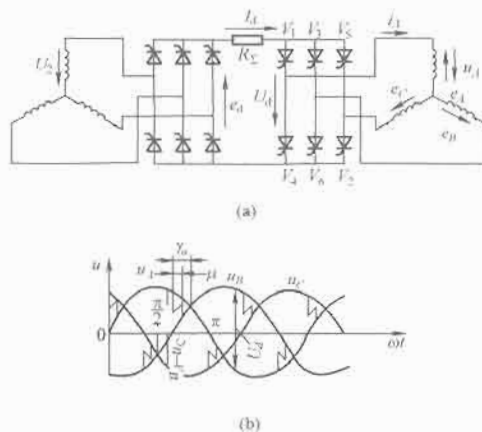


图 4.4-18 负载换相同步电动机的主回路及电压波形

(a) 主回路; (b) 电压波形

图中: $R_\Sigma$ 为主回路等效电阻。包括滤波电抗器电阻,电枢绕组两相的电阻以及晶闸管正向压降的等效电阻等; $e_d$ 为直流电源电动势或晶闸管整流桥侧输出电压的平均值; $U_d$ 、 $I_d$ 为逆变器直流输入电压和电流的平均值; $\gamma_0$ 为逆变器的换流超前角; $\mu$ 为重叠角; $U_2$ 为三相交流电源二次绕组相电压有效值。

则有电动机电压与直流电压的关系

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U \cos \left( \gamma_0 - \frac{\mu}{2} \right) \cos \frac{\mu}{2} \quad (4.4-45)$$

式中: $U$ 为同步电动机相电压的有效值。

### 3.2.2 电动机转速与直流电压的关系

同步电动机转速与输入直流电压的关系为

$$\omega = \frac{U_d}{C_e \Psi_s \cos \left( \gamma_0 - \frac{\mu}{2} \right) \cos \frac{\mu}{2}} \quad (4.4-46)$$

式中:  $C_e$  为电动势常数;  $C_e = 3\sqrt{6}/\pi$ ;  $\Psi_f$  为定子磁链。

### 3.2.3 电动机转速与电源电压的关系

电动机转速同步与电源电压的关系为

$$\omega = \frac{2.34U_2 \cos \alpha - I_d R_s}{C_e \Psi_f \cos(\gamma_0 - \frac{\mu}{2}) \cos \frac{\mu}{2}} \quad (4.4-47)$$

式中:  $\alpha$  为晶闸管整流电路的延迟角。

### 3.2.4 电动机电流与直流电流的关系

基波电流的有效值  $I_1$  和直流侧电流  $I_d$  的关系为

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{\sin \frac{\mu}{2}}{\frac{\mu}{2}} I_d \quad (4.4-48)$$

正常运行时, 换流重叠角  $\mu$  为  $10^\circ$  左右,  $\sin(\mu/2)/(\mu/2)$  之值实际上非常接近于 1, 因此式 (4.4-48) 可简化为

$$I_1 \approx \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (4.4-49)$$

### 3.2.5 负载换流同步电动机的转矩关系

电动机的电磁转矩关系。为了简单起见, 忽略交一直一交变流系统的损耗 (包括电动机的部分损耗)。

平均电磁转矩为

$$M_e = 3I_1 \left[ \Psi_f - (L_d - L_q) I_d \sin(\gamma_0 - \frac{\mu}{2}) \right] \times \cos(\gamma_0 - \frac{\mu}{2}) \cos \frac{\mu}{2} \quad (4.4-50)$$

式中:  $\Psi_f$  为转子励磁所产生的定子磁链,  $\Psi_f = e_0/\omega$ ;  $L_d$ 、 $L_q$  为同步电动机纵、横轴同步电感,  $L_d = x_d/\omega$ ,  $L_q = x_q/\omega$ 。

式 (4.4-50) 还可以写成

$$M_e = M_d - M_i \quad (4.4-51)$$

式中:  $M_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \Psi_f I_d \cos(\gamma_0 - \frac{\mu}{2}) \cos \frac{\mu}{2}$ ;  $M_i = \frac{9}{\pi^2} (L_d - L_q) I_d^2 \sin 2(\gamma_0 - \frac{\mu}{2}) \cos \frac{\mu}{2}$ 。

由式 (4.4-51) 可以看出, 它由两部分组成: 一为励磁和电枢电流相互作用产生的电磁转矩; 另一部分是由于电动机的凸极转子而产生的电磁转矩, 通常称为反应转矩。在隐极式同步电动机中, 则不存在此项转矩。反应转矩和直流侧电流的平方成正比。此外, 两种电磁转矩均与  $\gamma_0$  和  $\mu$  有直接关系。

### 3.2.6 负载换流同步电动机的功率因数

同步电动机本身的功率因数可以近似地利用下式计算

$$\cos \varphi \approx \cos(\gamma - \frac{\mu}{2}) \quad (4.4-52)$$

电流超前于电压, 电动机呈容性,  $\gamma$  角大对换流有利, 但是对电动机的功率因数不利。所以, 负载换流同步电动机中  $\gamma_0$  角的合理选择是一个重要问题, 它对电动机的性能有相当大的影响。这一点在设计和使用负载换流同步电动机时应特别注意, 根据不同的要求可以采用  $\gamma_0$  恒定或根据负载变化使  $\gamma_0$  自动调节以提高系统的功率因数。

### 3.2.7 换流剩余角 $\gamma_c$ 的计算

重叠角  $\mu$  与  $\gamma_c$  和  $I_d$  的关系式为

$$\gamma_c = \arccos \left( \cos \gamma + \frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{6}U} \right) \quad (4.4-53)$$

由式 (4.4-53) 可以看出, 换流剩余角  $\gamma_c$  将随着负载电流  $I_d$  的增大而增加; 同时, 换流超前角  $\gamma$  对换流剩余角  $\gamma_c$  也

有一定的影响。

## 3.3 负载换流同步电动机调速控制

### 3.3.1 负载换流同步电动机调速系统的控制结构

图 4.4-19 为负载换流同步电动机调速系统的控制框图。与直流调速系统相似, 速度给定值  $\omega^*$  与反馈值  $\omega$  输入 ASR 比例积分调节器做速度闭环控制; 输出为直流电流给定值  $i_d^*$ ,  $i_d^*$  与直流电流反馈值  $i_d$  比较送入 ACR 电流调节器, ACR 电流调节器的输出为晶闸管触发移相信号, 由晶闸管整流器 CON 控制直流电流, 即同步电动机定子电流的幅值。同步电动机定子电流的频率和相位由晶闸管逆变器 INV 来控制。来自于位置传感器的脉冲通过一个延时电路, 成为晶闸管逆变器的触发脉冲。同步电动机定子电流超前空载感应电势  $\gamma_0$ , 使晶闸管逆变器可靠换流。同步电动机励磁电流控制是独立的, 励磁电流调节器 AFR 对励磁电流进行闭环控制, 使励磁电流按照励磁电流给定值  $i_f^*$  变化。

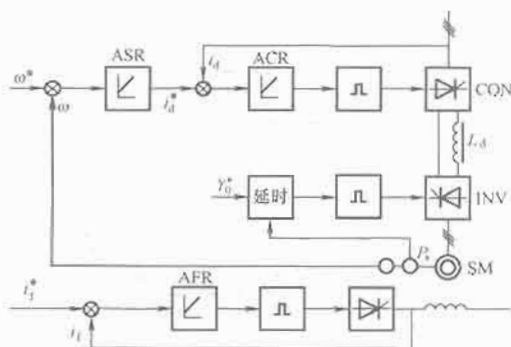


图 4.4-19 负载换流同步电动机调速系统的控制框图

### 3.3.2 转子位置检测器

前面已经分析过, 为了使逆变桥换流可靠, 必须让换流超前角  $\gamma_0$  大于  $0$ 。实现这种控制最简单的办法, 是利用转子位置检测器在转子旋转过程中不断发出的控制信号, 来控制逆变桥上应该导通的晶闸管。

转子位置检测器的种类很多, 有光电式、磁感应式、霍尔元件式及接近开关式等, 但其基本工作原理是一致的, 都是产生反映转子位置的电信号, 以控制逆变桥上的晶闸管的导通。下面以图 4.4-20 所示的光电式转子位置检测器为例来说明其工作原理。

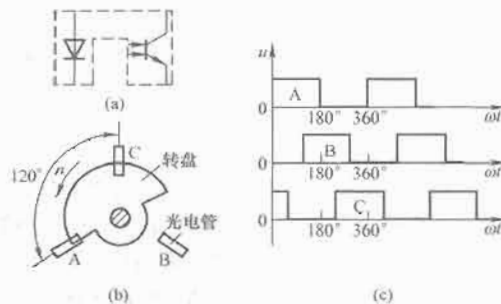


图 4.4-20 转子位置检测器及其信号

图 4.4-20 (a) 画的是外形为 U 形的光电器件示意图 (图中虚线为外形轮廓线)。当该器件的凹槽内被物体挡住光线时, 其三极管输出为高电平; 不被挡光时, 输出为低电平。

按图 4.4-20 (b) 方式把 A、B、C 三只 U 形光电管安

装在一块固定的平板上,让它们彼此相距 $120^\circ$ 空间电角度。在电动机的转子上装上一个凹凸部分各占 $180^\circ$ 空间电角度。当转盘的凸出部分进入光电管的凹槽并挡住光线时,光电管输出高电平;移出时,不挡光线,输出为低电平。这样,每个光电管输出 $180^\circ$ 时间电角度方波电压信号,三个光电管的电压信号彼此互差 $120^\circ$ 时间电角度,如图4.4-20(c)所示。

为了实现电动机启动时 $\gamma_0$ 控制,还应调整静止的光电管与旋转的转盘之间的相对位置。也就是说,当调整到如图4.4-20(b)所示的定、转子相对位置时,A相光电管输出恰好由低电平变为高电平;转子往前移动 $120^\circ$ 空间电角度时,B相光电管输出由低电平变为高电平,等等。显然这样周期变化的电压信号表征了转子位置的变化。有了这个三相彼此互差 $120^\circ$ 的时间电角度,而每相又呈 $180^\circ$ 方波的电压信号后,再经过脉冲分配器,就可以用来触发逆变桥上的晶闸管了。

### 3.3.3 端电压位置检测器

除了上述装在电动机转子轴上的位置检测器外,还有利用电动机端电压逆行检测的所谓端电压位置检测器。从前面的分析知道,同步电动机转子位置与电枢绕组感应电动势有一定的对应关系,因而可以利用这种关系进行转子位置的检测。利用每相端电压在一个周期内两次过零点作为转子位置检测信号来检测转子位置的方法,称为端电压检测法。这种检测转子位置的方法有一定的优点,它不仅容易实现换流角恒定控制,还能提高电动机的功率因数。

图4.4-21为端电压检测器的电路图,三相交流电压 $u_A, u_B, u_C$ 通过过零点检测器,交流正弦波变为方波,方波的跳变沿即为正弦波的过零点。同时,将三相交流电压检测信号倍频,形成频率与速度成正比的速度信号送入控制系统。由于负载换流同步电动机在低速时,定子电压检测不准确,所以,端电压检测一般用于 $10\%$ 以上的速度范围。有些交直交电流型自控式同步电动机调速系统在启动时,采用转子位置检测器,待转速超过 $10\%$ 的额定转速后,切换为端电压检测法运行,这样可以提高调速系统的性能。

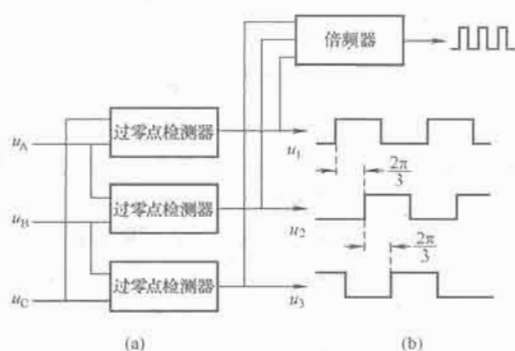


图 4.4-21 电动机端电压检测原理  
(a) 检测块图; (b) 光电隔离的过零检测

图4.4-22为采用端电压检测器做位置检测的负载换流同步电动机控制框图,端电压检测器检测的位置信号送入交直交变频器中逆变器触发脉冲形成的延时电路,与 $\gamma_0$ 角控制不同,电压检测信号自动地抵消了电枢反应造成的角位移,当设定电流与电压的夹角 $\varphi^*$ 和计算出与负载电流 $i_d$ 有关的换流重叠角 $\mu$ 时,换流超前角 $\gamma_c$ 为在电压检测信号基础上的 $\varphi$ 角与 $\mu$ 角之差,即 $\gamma_c = \varphi - \mu$ 。端电压检测的负载换流同步电动机抵消了电枢反应对换流角减少的影响,提高了变频器的带负载能力。

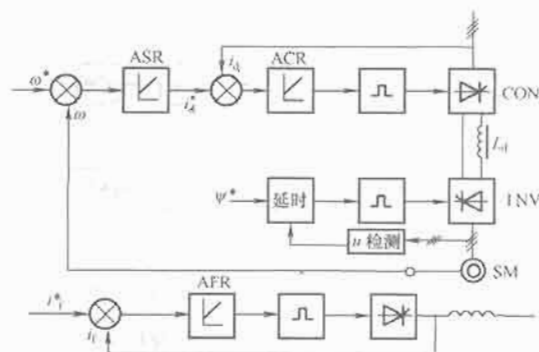


图 4.4-22 采用端电压检测器的负载换流同步电动机控制框图

### 3.3.4 恒定换流剩余角 $\gamma_c$ 控制

采用端电压检测的负载换流同步电动机具有较好的换流特性和带负载能力。但随着负载的增加,同步电动机定子磁链 $\Psi_1$ 会减少,使电动机转矩减少,无法实现同步电动机的恒转矩控制。为了实现同步电动机的恒转矩运行控制,仿效同步电动机磁场定向控制原理,当电动机负载电流出现时,改变励磁电流 $i_f$ ,采用改变励磁磁链 $\Psi_f$ 的方法来抵消电枢反应影响,使同步电动机的定子磁链维持不变。这种改变励磁电流 $i_f$ 和控制换流剩余角 $\gamma_c$ 的控制方法也称为换流剩余角恒定控制。

图4.4-23为恒定换流剩余角 $\gamma_c$ 控制的控制框图。图中,

励磁磁链 $\Psi_f$ 照公式 $\Psi_f = \sqrt{\Psi_s^2 + \Psi_a^2 - 2\Psi_s\Psi_a\cos\left(\frac{\pi}{2} + \varphi\right)}$ 来计算,其输出经反磁化曲线,得到励磁电流给定值 $i_f^*$ ,励磁电流调节器闭环控制使励磁电流 $i_f$ 按给定值 $i_f^*$ 随负载电流变化,维持定子磁链不变。同时给定的换流剩余角 $\gamma_c$ 加上换流重叠角 $\mu$ 得到电动机电流超前电压的功率因数角 $\varphi$ ,然后送入位置控制信号的延时控制电路,使逆变器触发脉冲按照恒定换流剩余角 $\gamma_c$ 来变化。系统中换流重叠角 $\mu$ 可以由负载直流电流 $i_d$ 计算出,也可以通过换流重叠角检测环节直接检测出来。

实际工程应用的换流剩余角控制负载换流同步电动机的控制框图如图4.4-24所示。该系统采用电压调节器取代了图4.4-23中的励磁磁链 $\Psi_f$ 计算环节。由于同步电动机在基速以下恒磁链运行时,定子电压幅值与转速成正比,同样定子电压也与定子磁链的幅值成正比。定子电压给定值 $u_s^*$ 与来自电压检测器的反馈值 $u_s$ 比较,其偏差经AUR电压调节器作比例积分调节,输出为励磁电流的给定值 $i_f^*$ 。此外,系统采用端电压检测作为位置检测信号,换流剩余角 $\gamma_c$ 为功率因数角 $\varphi$ 减去负载电流有关的换流重叠角 $\mu$ 。图4.4-24的负载换流同步电动机控制系统可以实现基速以下恒磁链即恒转矩运行,换流剩余角始终保持恒定,提高了电动机的转矩输出和系统的功率因数,保证了变流器和系统的可靠运行。

## 4 转子励磁同步电动机调速系统

转子励磁同步电动机与异步电动机、永磁同步电动机及磁阻同步电动机等不同之处在于其转子励磁电流可以参与调节,即可以通过调节转子励磁电流来控制电动机的气隙磁场。由于转子励磁同步电动机就是传统意义的交流同步电动机,为了简化起见,以下简称交流同步电动机。目前转子励磁同步电动机调速控制系统采用磁场定向控制及直接转矩控





$\Psi_f$  构成的直角三角形是  $AA'$  圆弧上的切线三角形。气隙磁链随负载电流变化沿圆弧变化, 而励磁电流  $i_f$  随之变化, 以满足气隙磁链  $|\Psi_\delta|$  幅值不变的圆弧上切线三角形关系。

另外, 由图 4.4-25 还可以看出, 电动机定子电压  $u_s$ 、感应电势  $e'_0$  和电枢反应电势  $jx_d i_s$  形成电势三角形。随着负载电流的增加,  $\Psi_f$  的幅值增大, 而由  $\Psi_f$  产生的感应电势也增大为  $e'_0$ 。该三角形同样是直角三角形, 可以证明电动机定子电压  $|u_s| = |e'_0|$  始终不变, 同时满足电枢电流  $i_s$  与电动机定子电压  $u_s$  同相, 即  $\cos\varphi = 1$ 。同样, 随着负载电流的变化, 以电动机定子电压幅值  $|u_s|$  为半径形成电势圆  $BB'$ , 电压随负载电流变化从空载的  $B_1$  点变化到负载的  $B_2$  点, 幅值保持不变。由  $u_s$ 、 $e'_0$ 、 $jx_d i_s$  构成的直角三角形同样构成  $BB'$  圆上的切线三角形。由此可见, 磁场定向控制的同步电动机, 随着定子负载电流  $i_s$  的变化, 调节励磁  $i_f$ , 使磁链  $\Psi_\delta$  和电压  $u_s$  沿  $AA'$ 、 $BB'$  圆变化。满足定子电流矢量与磁链正交, 同步电动机功率因数为 1; 电动机的定子电压保持恒定的同步电动机磁场定向控制原则。

#### 4.1.1 转子激磁磁链定向控制

同步电动机的转子激磁磁链定向控制, 是将磁场旋转坐标  $M$  轴线与转子几何轴线  $d$  轴重合, 使磁场定向于转子激磁磁链  $\Psi_f$ , 实现转子激磁磁链定向控制。

在转子激磁磁链定向控制方式下, 同步电动机的数学模型就是常用的 dq0 轴数学方程。转子激磁磁链定向控制同步电动机最常见的是  $i_{sd}=0$  控制方式。如果控制定子电流  $d$  轴分量  $i_{sd}=0$ , 其定子磁链为

$$\begin{aligned}\Psi_{sd} &= \frac{R_{fd} + pL_{fd}}{R_{fd} + pL_{fd}} I_{fd} i_f \\ \Psi_{sq} &= L_{sd} i_{sq} + \frac{L_{ad}(R_{fd} + pL_{fd})}{R_{fd} + pL_{fd}} i_{sq}\end{aligned}\quad (4.4-58)$$

电动机电磁转矩为

$$M_e = \Psi_{sd} i_{sq}\quad (4.4-59)$$

此时的电压方程为

$$\begin{aligned}u_{sd} &= pL_{ad} i_f + pL_{ad} i_{fd} - \omega_r(L_{q1} i_{sq} + L_{aq} i_{fd}) \\ u_{sq} &= (R_s + pL_{q1}) i_{sq} + pL_{aq} i_{fd} + pL_{ad} i_{fd} + \omega_r(L_{ad} i_f + L_{ad} i_{fd})\end{aligned}\quad (4.4-60)$$

当控制  $i_{sd}=0$ , 维持  $\Psi_{sd}$  恒定, 可以看到同步电动机转子激磁磁链定向控制的特点:

(1) 转矩方程中磁链  $\Psi_{sd}$  与电流  $i_{sq}$  是完全正交解耦的,  $\Psi_{sd}$  只由  $i_f$  产生的, 定子电流  $i_s$  变化对  $\Psi_{sd}$  没有任何影响。

(2) 由于  $d$  轴定子电流为零,  $d$  轴阻尼绕组与激磁绕组是一对简单耦合的线圈, 与定子电流无相互作用, 当定子电流  $i_s$  变化时, 不会产生  $d$  轴阻尼电流, 实现了定子绕组与  $d$  轴的完全解耦, 而  $q$  轴阻尼电流对转矩无影响。

(3) 由 dq0 轴同步电动机数学方程可知, 该阻抗阵是线性的。

(4) 当电流增加时, 由于电枢反应影响, 同步电动机定子电压要大幅度上升来提供同步电抗电压降。如果电动机过载 2~3 倍, 电压幅值会达到 150%~200%, 同时, 电枢反应又造成定子电流与电压之间的功率因数角加大, 电动机电压的升高和功率因数降低要求变流装置和变压器必须提供更大的容量, 从这一角度来看显然是不经济的。

由上述分析可知, 转子磁链定向数学模型简单、线性化, 转矩与磁链控制解耦是该方法的明显优点。但由于电枢反应影响造成定子电压大幅度上升和功率因数降低是其缺点。同步电动机  $i_{sd}=0$  转子磁链定向控制常用于小功率同步电动机调速, 例如交流伺服传动; 也用于大功率特殊同步电动机, 如

大功率永磁同步电动机及直线同步电动机的调速。

#### 4.1.2 气隙磁链定向控制

同步电动机通常采用气隙磁链定向控制。将同步旋转轴  $M$  轴与气隙磁链  $\Psi_\delta$  重合, 实现气隙磁链定向控制。对同步电动机 dq 轴系的数学模型进行坐标轴系旋转变换, 可以推出含有某一确定  $\delta$  角的  $MT$  轴系同步电动机数学模型。

同步电动机定子采用  $MT$  轴系, 转子采用 dq 轴系, 即定子为同步旋转轴系, 转子为几何轴系的方程。根据坐标变换原理, 由电动机 dq 轴系坐标变换到  $MT$  轴系的旋转变换阵为

$$C = \begin{bmatrix} \cos\delta & \sin\delta & 0 & 0 & 0 \\ -\sin\delta & \cos\delta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}\quad (4.4-61)$$

式中:  $\delta$  为磁链轴线  $M$  与转子  $d$  轴的夹角。

用旋转变换阵进行旋转变换, 可以得到以下方程及矩阵。

$MT$  轴系电压矩阵方程

$$U_{mt} = R_{mt} I_{mt} + L_{mt} p I_{mt} + Y L_{mt} I_{mt}\quad (4.4-62)$$

式中: 电压矩阵  $U_{mt} = [u_{sm} \ u_{st} \ u_t \ 0 \ 0]^T$ ; 电流矩阵

$$I_{mt} = [i_{sm} \ i_{st} \ i_t \ i_{fd} \ i_{fq}]^T;$$

磁链矩阵  $\Psi_{mt} = [\Psi_{sm} \ \Psi_{st} \ \Psi_t \ \Psi_{fd} \ \Psi_{fq}]^T$ 。

电阻矩阵:  $R_{mt} = C R_{dq} C^{-1} = \text{diag}[R_s \ R_s \ R_f \ R_{fd} \ R_{fq}]^T$ 。

电感系数矩阵

$$\begin{aligned}L_{mt} &= C L_{dq} C^{-1} \\ &= \begin{bmatrix} L_{sl} + L_{qm} & -L_{aq} & L_{ad} \cos\delta & L_{ad} \cos\delta & L_{aq} \sin\delta \\ -L_{aq} & L_{sl} + L_{am} & -L_{ad} \sin\delta & -L_{ad} \sin\delta & L_{aq} \cos\delta \\ L_{ad} \cos\delta & -L_{ad} \sin\delta & L_f & L_{ad} & 0 \\ L_{ad} \cos\delta & -L_{ad} \sin\delta & L_{ad} & L_{fd} & 0 \\ L_{aq} \sin\delta & L_{aq} \cos\delta & 0 & 0 & L_{fq} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

式中:  $L_{am} = \frac{1}{2} (L_{nd} + L_{aq}) + \frac{1}{2} (L_{nd} - L_{aq}) \cos 2\delta$ ;

$$L_{at} = \frac{1}{2} (L_{ad} + L_{aq}) - \frac{1}{2} (L_{ad} - L_{aq}) \cos 2\delta;$$

$$L_{ao} = \frac{1}{2} (L_{ad} - L_{aq}) \sin 2\delta.$$

$Y$  矩阵:

$$Y = C p C^{-1} + B = \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_r + \omega_\delta) & 0 & 0 & 0 \\ \omega_r + \omega_\delta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

式中:  $\omega_\delta = p\delta$  为  $M$  轴相对于  $d$  轴旋转的角速度。

电压矩阵方程也可以写为另外一种形式:

$$U_{mt} = R_{mt} I_{mt} + L_{mt} p I_{mt} + \omega_r G I_{mt} + \omega_\delta H I_{mt}\quad (4.4-63)$$

$$G = \begin{bmatrix} L_{ao} & -L_{at} & L_{ad} \sin\delta & L_{ad} \sin\delta & L_{aq} \cos\delta \\ L_{am} & -L_{ao} & L_{ad} \cos\delta & L_{ad} \cos\delta & L_{aq} \sin\delta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$H = \begin{bmatrix} -L_{ao} & L_{am} & 0 & 0 & 0 \\ L_{at} & -L_{ao} & 0 & 0 & 0 \\ -L_{ad} \sin\delta & -L_{ad} \sin\delta & 0 & 0 & 0 \\ -L_{ad} \sin\delta & -L_{ad} \cos\delta & 0 & 0 & 0 \\ L_{aq} \cos\delta & -L_{aq} \sin\delta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

由式(4.4-63)可以看出,电压矩阵方程分为4部分; $R_{mt} I_{mt}$ 为电阻压降; $L_{mt} p I_{mt}$ 为变压器电势; $\omega_r G I_{mt}$ 为转子旋转产生的旋转电势; $\omega_b H I_{mt}$ 为磁场轴线相对转子旋转产生的电势。

MT轴系电磁转矩公式:

$$\begin{aligned} M_e &= \frac{1}{2} n_p [I]_{mt}^T \frac{\partial}{\partial \theta} [L]_{mt} [I]_{mt} \\ &= \frac{1}{2} n_p [I]_{mt}^T [G] [I]_{mt} \\ &= n_p [\Psi_{sm} i_{st} - \Psi_{st} i_{sm}] \end{aligned} \quad (4.4-64)$$

由上述关系式可以看出,该模型十分复杂,  $[L]_{mt}$  矩阵中,隐含着  $\delta$  角变量。因此,同步电动机定子 MT 轴系的数学模型是一个变系数数学模型。

将同步旋转轴线 M 轴与同步电动机气隙磁链  $\bar{\Psi}_\delta$  矢量重合,实现同步电动机气隙磁链定向控制,其气隙磁链关系式为

$$\begin{aligned} \Psi_\delta &= \left( \frac{L_{ad} + L_{aq}}{2} + \frac{L_{ad} - L_{aq}}{2} \cos 2\delta \right) i_{sm} - \\ &\quad \left( \frac{L_{ad} - L_{aq}}{2} \sin 2\delta \right) i_{st} + L_{ad} (i_l + i_{Dl}) \cos \delta + L_{aq} i_{Dl} \sin \delta \end{aligned} \quad (4.4-65)$$

也可以写成消去  $i_{Dl}$ 、 $i_{Dq}$  变量,则气隙磁链表达式为

$$\begin{aligned} \Psi_\delta &= (L'_{ad} \cos^2 \delta + L'_{aq} \sin^2 \delta) i_{sm} - (L'_{ad} - L'_{aq}) i_{st} \sin \delta \cos \delta + \\ &\quad L'_{ad} i_l \cos \delta \end{aligned} \quad (4.4-66)$$

式中:  $L'_{ad} = L_{ad} (R_{Dl} + p L_{Dl}) / (R_{Dl} + p L_{Dl})$ ;

$$L'_{aq} = L_{aq} (R_{Dq} + p L_{Dq}) / (R_{Dq} + p L_{Dq})。$$

气隙磁链定向控制同步电动机的转矩方程为

$$M_e = n_p \Psi_\delta i_{st} \quad (4.4-67)$$

即气隙磁链定向控制同步电动机的转矩方程与直流电动机相似,电动机转矩等于气隙磁链与定子电流转矩分量  $i_{st}$  的乘积。

气隙磁链定向控制同步电动机的定子电压方程为

$$\begin{aligned} u_{sm} &= (R_s + p L_{sl}) i_{sm} + p \Psi_\delta - L_{sl} i_{st} \omega_s \\ u_{st} &= (R_s + p L_{sl}) i_{st} + (L_{sl} i_{sm} + \Psi_\delta) \omega_s \end{aligned} \quad (4.4-68)$$

式中:  $\omega_s = \omega_r + \omega_b$  为磁场轴线相对于定子坐标轴线旋转的角速度;  $\omega_r$  为转子旋转角速度;  $\omega_b = p\delta$  为 M 轴相对于 d 轴旋转的角速度。

#### 4.1.3 定子磁链定向控制

同步电动机定子磁链定向控制是将同步旋转轴线 M 轴与定子磁链  $\bar{\Psi}$  矢量重合,以此形成定子磁链定向控制。其定子磁链的关系式

$$\begin{aligned} \Psi_s &= \left( L_{sl} + \frac{L_{ad} + L_{aq}}{2} + \frac{L_{ad} - L_{aq}}{2} \cos 2\delta \right) i_{sm} - \\ &\quad \left( \frac{L_{ad} - L_{aq}}{2} \sin 2\delta \right) i_{st} + L_{ad} \cos \delta (i_{Dl} + i_l) + \\ &\quad L_{aq} \sin \delta i_{Dq} \end{aligned} \quad (4.4-69)$$

同样,可以推导出消去阻尼电流  $i_{Dl}$ 、 $i_{Dq}$  后的定子磁链  $\Psi_s$  关系式为

$$\begin{aligned} \Psi_s &= (L_{sl} + L'_{ad} \cos^2 \delta + L'_{aq} \sin^2 \delta) i_{sm} - \\ &\quad (L'_{ad} - L'_{aq}) i_{st} \sin \delta \cos \delta + L'_{ad} i_l \cos \delta \end{aligned} \quad (4.4-70)$$

式中:  $L'_{ad} = \frac{L_{ad} (R_{Dl} + p L_{Dl})}{R_{Dl} + p L_{Dl}}$ ;  $L'_{aq} = \frac{L_{aq} (R_{Dq} + p L_{Dq})}{R_{Dq} + p L_{Dq}}。$

定子磁链定向控制同步电动机的定子电压方程为

$$\begin{aligned} u_{sm} &= p \Psi_s + R_s i_{sm} \\ u_{st} &= R_s i_{st} + \Psi_s \omega_s \end{aligned} \quad (4.4-71)$$

由式(4.4-71)可以看出,由于没有了定子漏抗项,定子磁链定向控制较气隙磁链定向控制的定子电压方程要简单。

气隙磁链定向控制和定子磁链定向控制较好地解决了定

子电流矢量与磁链正交解耦,电动机功率因数始终为一;且电动机弱磁的定子电压保持恒定。因此,这两种磁链定向控制方法广泛应用于大功率同步电动机调速系统。

但是,同步电动机气隙磁链定向控制和定子磁链定向控制系统存在着动态过程磁链与转矩控制不解耦的缺陷。阻尼绕组是抵消动态过程的电枢反应,改善磁链与转矩解耦控制特性的有效手段。同时阻尼绕组加快了定子电流响应,抵消动态电枢反应,维持磁链恒定(恒磁链控制),产生异步转矩抑制负载角振荡,提高了同步电动机的过载能力。

#### 4.1.4 阻尼磁链定向控制

具有阻尼绕组的同步电动机在动态过程中,转子轴线与旋转磁场轴线之间的角度发生变化,阻尼绕组产生阻尼电流,即在动态过程中,同步电动机将产生阻尼磁链(用  $\bar{\Psi}_D$  来表示),这时如果采用阻尼磁链定向,选择 M 轴与阻尼磁链矢量重合,形成阻尼磁链定向控制。类似于异步电动机的转子磁链定向,有可能对这一动态过程进行控制,进一步改善系统的动态特性。

将 M 轴与阻尼磁链矢量重合,可得阻尼磁链  $\Psi_D$  的关系式为

$$\begin{aligned} \Psi_D &= L_{rqn} i_{sm} - L_{rn} i_{st} + L_{ad} i_l \cos \delta + \\ &\quad L_{Dl} i_{Dl} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta \end{aligned} \quad (4.4-72)$$

电磁转矩表达式为

$$\begin{aligned} M_e &= n_p [\Psi_D i_{st} - (L_{Dl} i_{Dl} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta) i_{st} - \\ &\quad (L_{Dl} i_{Dl} \sin \delta - L_{Dq} i_{Dq} \cos \delta) i_{sm}] \end{aligned} \quad (4.4-73)$$

阻尼磁链定向控制的 MT 轴系定子电压方程为

$$\begin{aligned} u_{sm} &= (R_s + p L_{sl}) i_{sm} + p \Psi_D - \omega_s L_{sl} i_{st} - \\ &\quad p (L_{Dl} i_{Dl} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta) - \\ &\quad \omega_s (L_{Dl} i_{Dl} \sin \delta - L_{Dq} i_{Dq} \cos \delta) \\ u_{st} &= (R_s + p L_{sl}) i_{st} + \omega_s (\Psi_D + L_{sl} i_{sm}) + \\ &\quad p (L_{Dl} i_{Dl} \sin \delta - L_{Dq} i_{Dq} \cos \delta) - \\ &\quad \omega_s (L_{Dl} i_{Dl} \cos \delta + L_{Dq} i_{Dq} \sin \delta) \end{aligned} \quad (4.4-74)$$

阻尼磁链定向控制比气隙磁链定向控制同步电动机的数学模型要复杂。当忽略同步电动机的凸极效应,可以得到阻尼磁链  $\Psi_D$  关系式

$$\Psi_D = \frac{R_{Dl} L_{ad}}{R_{Dl} + p L_{Dl}} (i_{sm} + i_l \cos \delta) \quad (4.4-75)$$

电磁转矩方程

$$M_e = n_p \left[ \frac{L_{ad}}{L_{Dl}} \Psi_D i_{st} + \frac{L_{ad}}{L_{Dl}} L_{Dl} i_l (i_{st} \cos \delta + i_{sm} \sin \delta) \right] \quad (4.4-76)$$

(1) 假定转子激磁电流  $i_f = 0$ , 则同步电动机阻尼磁链  $\Psi_D$  与电磁转矩  $M_e$  的表达式变为

$$\Psi_D = \frac{L_{ad} R_{Dl}}{R_{Dl} + p L_{Dl}} i_{sm} \quad (4.4-77)$$

$$M_e = n_p \frac{L_{ad}}{L_{Dl}} \Psi_D i_{st} \quad (4.4-78)$$

由式(4.4-77)、式(4.4-78)可以看出,当  $i_f = 0$  时,阻尼磁链定向控制同步电动机与转子磁链定向控制异步电动机的磁链与转矩方程完全一致。这在物理上是不难理解的。由此也揭示了阻尼磁链定向控制同步电动机与异步电动机磁场定向控制的内在联系。

(2) 如果  $i_f \neq 0$ , 而转差频率  $\omega_b = 0$ , 同步电动机功角恒定  $\delta = \text{const}$ , 即转子轴线 d 与磁场轴线 M 之间的夹角恒定,电动机处于同步运转的稳定状态。根据同步电动机稳态运行的物理意义,阻尼电流为零,稳态的阻尼磁链就等于气隙磁链。即

$$\Psi_D = \Psi_0 \quad (4.4-79)$$

同样可以推出:

$$\begin{aligned} M_e &= n_p \left\{ \frac{L_{ad}}{L_{ld}} [\Psi_D i_{st} + L_{Dd} i_f (i_{st} \cos \delta + i_{sm} \sin \delta)] \right\} \\ &= n_p \left\{ \frac{L_{ad}}{L_{ld}} [\Psi_0 i_{st} + L_{Dd} i_f (i_{st} \cos \delta + i_{sm} \sin \delta)] \right\} \end{aligned} \quad (4.4-80)$$

(3) 如果  $i_f \neq 0$ , 转差频率不为零  $\omega_s \neq 0$ , 例如同步电动机突加负载时, 此时同步电动机处于动态的异步状态。阻尼磁链定向的磁链与转矩特性将由以下两式决定:

$$\Psi_D = \frac{R_{Dd} L_{ad}}{R_{Dd} + p L_{Dd}} (i_{sm} + i_f \cos \delta) \quad (4.4-81)$$

$$M_e = n_p \left[ \frac{L_{ad}}{L_{ld}} \Psi_D i_{st} + \frac{L_{ad}}{L_{ld}} L_{Dd} i_f (i_{st} \cos \delta + i_{sm} \sin \delta) \right] \quad (4.4-82)$$

由上述分析可以看出, 阻尼磁链定向控制具有气隙磁链定向控制相同的稳态特性; 进一步加强了阻尼绕组对动态电枢反应的抵消作用, 改善了磁链定向控制同步电动机的动态特性; 此外, 阻尼磁链易于观测、抗扰动性强。阻尼磁链定向控制适合于负载剧烈变化对动态响应要求高的调速系统。

## 4.2 交流同步电动机磁场定向控制系统

### 4.2.1 交流同步电动机调速系统的基本结构

在图 4.4-26 中以坐标旋转变换器为界线, 虚线的右侧是交流电动机旋转变化的三相交流量, 虚线的左侧是在磁场定向坐标系下的直流量。磁链观测器通过定子电压、电流等信息计算出电动机磁链坐标轴相对于定子静止坐标旋转的角度  $\theta$ , 而坐标旋转变换单元 VD 把磁场坐标系下的定子电压  $u_{sm}^*$ 、 $u_{st}^*$  变换为三相静止坐标系下的电压信号  $u_A^*$ 、 $u_B^*$ 、 $u_C^*$ 。图 4.4-26 为交交变频同步电动机调速系统, 交交变频器是电压型变换器, 即变频器的控制量是定子电压的幅值和旋转角度。

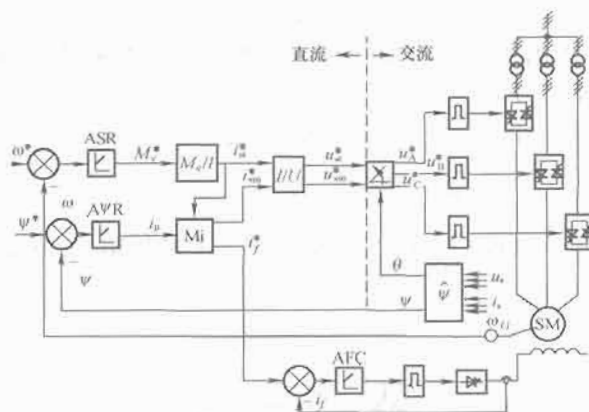


图 4.4-26 交流调速控制系统的基本框图

ASR—转速调节器; AΨR—磁链调节器; MI—电压模型磁链观测器; Mi—电流模型磁链观测器

定子电压磁场分量  $u_{sm}^*$  和转矩分量  $u_{st}^*$  是由定子电流  $i_{sm}^*$  和  $i_{st}^*$  等变量通过电压前馈模型  $I/U$  计算出来的。根据同步电动机磁场定向控制原理, 同步电动机定子电流磁场分量  $i_{sm}^*$  和转子励磁电流  $i_f^*$  是由电动机的磁化电流  $i_p$  和负载转矩电流  $i_{st}^*$  通过同步电动机电流模型计算出来。转子励磁电流  $i_f$  随负载变化来抵消转矩电流  $i_{st}$  产生的电枢反应, 保持电动机磁链恒定。而定子电流磁场分量  $i_{sm}$  要随  $i_{st}$  变化来满足电动机功率因数为 1 的要求。另外, 磁链观测器同时观测到电动机磁链的幅值  $\Psi$ ,  $\Psi$  观测值与磁链给定值  $\Psi^*$  输入磁链

调节器 AΨR 做闭环控制, 其输出为电动机磁化电流  $i_p$ 。由图 4.4-26 可以看到, 交流电动机磁场定向控制系统的基本结构包括类似于直流电动机整流子作用的磁链观测器和坐标旋转变换器, 产生电压给定信号的电压前馈计算单元  $I/U$ , 计算出定子电流和转子励磁电流的电流模型 Mi 单元等组成。

### 4.2.2 MT 轴定子电流模型

定子电流  $i_s$  在 MT 轴系下为定子电流磁场分量  $i_{sm}$  和转矩分量  $i_{st}$ 。MT 轴系定子电流给定值计算模型是交流调速系统中正向控制通道的主要环节。由定子电流转矩分量给定值  $i_{st}^*$  来控制同步电动机的转矩, 而定子电流磁场分量控制给定值  $i_{sm}^*$  用来控制同步电动机的气隙磁链和功率因数。

(1) 定子电流转矩分量  $i_{st}^*$ 。由气隙磁链定向控制同步电动机的数学模型可知, 电动机电磁转矩  $M_e$  与气隙磁链  $\Psi_0$  和定子电流转矩分量  $i_{st}$  成正比(即  $M_e = \Psi_0 i_{st}$ ), 由此可以推出转矩电流给定值  $i_{st}^*$  的计算关系:

$$i_{st}^* = \frac{M_e^*}{\Psi_0} \quad (4.4-83)$$

(2) 定子电流磁场分量  $i_{sm}^*$ 。由前面同步电动机磁场定向控制原理可知, 对于气隙磁链定向控制同步电动机在额定转速以上恒电压弱磁运行时, 采用定子电流磁场分量  $i_{sm}^*$  来控制同步电动机功率因数为 1。图 4.4-27 为同步电动机稳态矢量图。

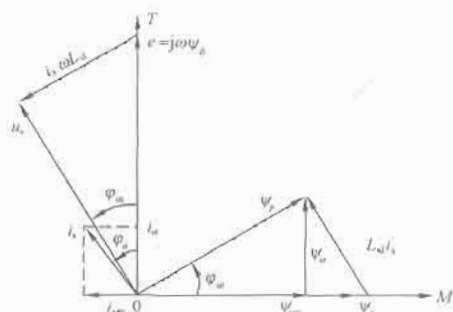


图 4.4-27 同步电动机稳态矢量图

图 4.4-27 忽略了同步电动机的定子电阻, 即  $R_s = 0$ , 则定子电流磁场分量  $i_{sm}$  的计算关系式为

$$i_{sm} = -i_{st} \left( \frac{\Psi_{st}}{\Psi_{sm}} + \varphi \right) \quad (4.4-84)$$

式中:  $\varphi$  为功率因数角;  $\Psi_{st} = L_{st} i_{st}$ ;  $\Psi_{sm} = \Psi_0 - i_{st} L_{sl}$ 。

由磁链和转矩给定值构造出 MT 轴定子电流给定值计算模型, 见图 4.4-28。

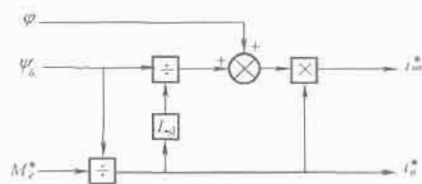


图 4.4-28 MT 轴定子电流模型

### 4.2.3 磁链观测器—电流模型 Mi 单元

磁场定向控制系统的关键单元是磁链观测器, 即观测到气隙磁链的幅值以及旋转角度的信息, 构成磁场定向的基准坐标轴 ( $M$ 、 $T$  轴)。同步电动机气隙磁链可以由定子电压、电流计算出来, 常常称为电压模型或定子模型 Mu 单元; 也可以通过转子及定子电流计算出来, 称为电流模型 Mi 单元。由于该单元基于同步电动机转子的磁链模型并输出转子励磁电流, Mi 电流模型也称为转子模型单元。

转子模型磁链观测是同步电动机矢量控制必不可少的单元。图 4.4-29 表示出了电流模型 Mi 单元的输入/输出关系。Mi 单元输入定子电流转矩分量  $i_{st}^*$  和磁场分量  $i_{sm}^*$  以及气隙磁链给定值  $\Psi_g^*$ ；输出负载角  $\delta$  和转子励磁电流给定值  $i_f^*$ 。根据交流同步电动机磁场定向控制原理，同步电动机的转子励磁电流  $i_f^*$  用来抵消电枢反应，保持气隙磁链  $\Psi_g$  恒定，同时，保持电动机定子电压  $u_s$  不变，定子电流  $i_s$  与电压  $u_s$  同相位，即功率因数为 1， $\cos\varphi = 1$ 。负载角  $\delta$  与同步电动机转子位置角  $\gamma$  相加，得到电动机磁场旋转位置角  $\theta$ 。

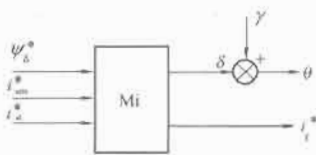


图 4.4-29 Mi 单元输入/输出关系图

图 4.4-30 为隐极同步电动机的磁链矢量图。由图 4.4-30 可知，当电动机空载运行时，定子电流  $i_s$  为零，M 轴与 d 轴重合，负载角  $\delta = 0$ 。气隙磁链  $\Psi_g$  矢量在  $A_0$  点上，气隙磁链就等于空载励磁电流产生的空载励磁磁链  $\Psi_{f0}$ 。而当电动机负载运行时，由于电枢反应作用，M 轴偏离 d 轴而形成  $\delta$  角，为了保证气隙磁链  $\Psi_g$  不变，增加励磁电流  $i_f$  来抵消电枢反应。由图 4.4-30 中的磁链三角形可以求出励磁磁链：

$$\Psi_f = \Psi_g - \Psi_a$$

由于  $i_s$  与  $\Psi_g$  正交，且电枢电流产生的电枢反应由励磁电流的调节来补偿，实现了与直流电动机相同的转矩控制特性。

图 4.4-30 中磁链三角形的三条边分别为气隙磁链  $\Psi_g$ 、电枢反应磁链  $\Psi_a$ 、励磁磁链  $\Psi_f$ ，为了满足  $i_s \perp \Psi_g$  的条件，由电枢电流产生的电枢反应磁链  $\Psi_a$  必须与气隙磁链  $\Psi_g$  成直角正交，三角形呈直角三角形，其内角为负载角  $\delta$ 。磁链三角形关系为

$$\Psi_g = \Psi_f \cos\delta = \frac{\Psi_g}{\tan\delta}, \quad |\Psi_g| = \sqrt{\Psi_f^2 - \Psi_a^2}$$

由图 4.4-30 可以看出，当电动机负载运行时，M 轴偏离 d 轴而形成  $\delta$  角，气隙磁链  $\Psi_g$  移到  $A_1$  点，其幅值不变。随着电枢电流的变化，以气隙磁链幅值  $|\Psi_g|$  为半径形成磁链圆  $AA'$ ，由  $\Psi_g$ 、 $\Psi_a$ 、 $\Psi_f$  构成的直角三角形是  $AA'$  圆弧  $A_1$  点上的切线三角形。气隙磁链随负载电流变化沿圆弧变化，而励磁电流  $i_f$  随之变化，以满足气隙磁链幅值不变的圆弧上切线三角形关系。

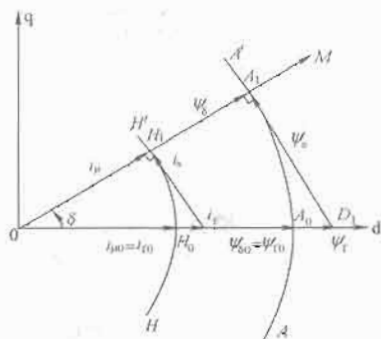


图 4.4-30 隐极同步电动机的磁链矢量图

由于隐极同步电动机  $\Psi_{ad} = \Psi_{aq}$ ，磁链与电流关系为

$$\Psi_g = L_{ad} i_f$$

$$\Psi_f = L_{ad} i_f \quad (4.4-85)$$

$$\Psi_g = L_{ad} i_{st}$$

式中： $i_f$  为磁化电流。

由式(4.4-85)知，图 4.4-30 的磁链圆可以变为磁化电流圆。当电动机空载运行时，磁化电流矢量  $i_\mu$  在  $H_0$  点上， $i_\mu$  即为空载励磁电流  $i_{f0}$ 。而当电动机负载运行时， $i_\mu$  矢量沿圆  $HH'$  从  $H_0$  点移动到  $H_1$  点， $i_\mu$  幅值维持不变。同理，由磁化电流  $i_\mu$ 、励磁电流  $i_f$ 、电枢电流  $i_s$  构成  $HH'$  圆弧上  $H_1$  点的外切线直角三角形。

当电动机定子磁化电流  $i_{sm} = 0$ ，电枢电流  $i_s = i_{st}$  时，由该外切线直角三角形，可以求出励磁电流  $i_f$  和负载角  $\delta$ 。

$$i_f = \sqrt{i_\mu^2 + i_{st}^2}$$

$$\cos\delta = \frac{i_\mu}{i_f} \quad (4.4-86)$$

由式(4.4-86)构成了隐极同步电动机的 Mi 电流模型。图 4.4-31 为隐极同步电动机 Mi 单元的结构图。

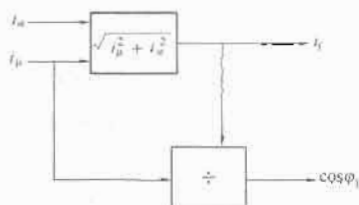


图 4.4-31 隐极同步电动机 Mi 单元的结构图

## 4.2.4 磁链观测器—电压模型 Mu 单元

### 4.2.4.1 电压模型 Mu 单元的基本结构

定子电压模型 Mu 单元(见图 4.4-32)是基于静止坐标系  $\alpha\beta$  轴电压与电流计算出磁链，输入定子电压  $u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$ ，电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ ，输出  $\alpha\beta$  轴磁链  $\Psi_\alpha$ 、 $\Psi_\beta$ ，并由此计算出磁通幅值  $|\Psi_s|$  和 M 轴与  $\alpha$  轴之夹角  $\theta$ 。

根据同步电动机  $\alpha\beta$  轴电压方程，可以推出  $\alpha\beta$  轴气隙磁链关系式：

$$\Psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_{sl} i_{s\alpha} \quad (4.4-87)$$

$$\Psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - L_{sl} i_{s\beta}$$

式中： $R_s$  和  $L_{sl}$  分别是定子绕组的电阻和漏电感； $\Psi_s$  由气隙磁链  $\Psi_\alpha$ 、 $\Psi_\beta$  经 VA 坐标交换单元求出。

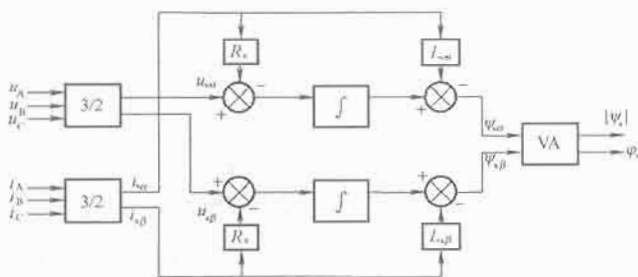


图 4.4-32 Mu 单元

电压模型的磁链辨识方法主要通过同步电动机感应电动势进行积分来获得。在计算过程中，只有定子电阻会影响它的精度，而这个电阻容易测量，数值相对较小，对磁链辨识影响不大，相对来说容易进行控制。因此这种方法比较常用。但是，在计算过程中，它需要引入一个纯粹的积分环节，这个积分环节带来了直流偏置误差和初始值积分误差两



个问题。

直流偏置误差是由同步电动机的交流电压和电流在检测过程中带有较小的直流偏置所产生的。对于这个直流偏置来说,无论它有多小,也会将纯积分环节引入饱和状态。

初始值积分环节引入的误差,主要由积分的初始时刻不同所引起。假想通过对正弦波直接积分来获得一个余弦波形,那么,积分的初始时刻必须从正弦波的两个峰值点开始,否则,积分输出将有一个多余的直流偏置分量。这种误差一般会在同步电动机的运行状态发生突变时出现,并在磁链的幅值中产生交流误差分量,当进行闭环调节时,同步电动机可能会出现振动,大大影响电动机的安全运行。

如图4.4-33所示为由初始值和直流偏置对积分造成的误差仿真波形,其中图4.4-33(a)是直流偏置积分误差,图4.4-33(b)是初始值积分偏差。

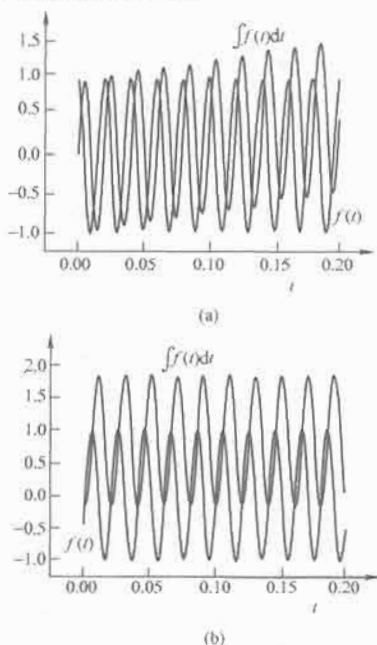


图 4.4-33 由初始值积分和直流偏置对积分造成的误差  
(a)直流偏置积分误差; (b)初始值积分偏差

#### 4.2.4.2 MT 轴系感应电动势计算磁链观测器

前面讨论了采用  $\alpha\beta$  轴系电压模型来观测磁链,该方法主要面临的是积分零点漂移的抑制问题。采用负反馈可以有效地解决积分零点漂移,频率自适应可以消除频率  $\omega$  对观测器输出幅值及相位的影响。近年来,交流电动机变频调速系统无速度传感器控制常采用 MT 轴系感应电动势来辨识磁链,再由磁链和感应电动势计算出速度,实现无速度传感器控制。

同步电动机在磁场定向控制条件下,理论上磁场定向控制的感应电动势  $e_s$  在 T 轴上,超前磁链 M 轴  $90^\circ$ ,假定  $e_s$  没有与 T 轴重合,定子感应电动势矢量  $e_s$  沿磁场轴线 M、T 轴分解为定子感应电动势的转矩分量  $e_{st}$  和磁场分量  $e_{sm}$ ,见图 4.4-34,则电动势方程为

$$e_s = e_{sm} + je_{st} = p\Psi_s + j\Psi_s\omega_s \quad (4.4-88)$$

$$e_{sm} = \frac{d}{dt}\Psi_s$$

$$e_{st} = \Psi_s\omega_s$$

式中:  $\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$ 。

由  $\alpha\beta$  轴系的定子感应电动势  $e_{sa}$ 、 $e_{sb}$  经  $\alpha\beta$  轴系到 MT 轴

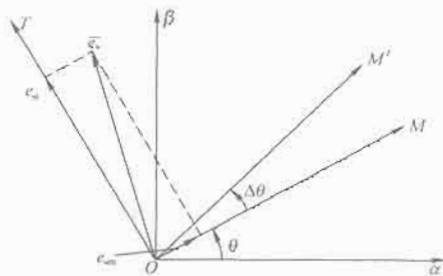


图 4.4-34 MT 轴系感应电动势矢量图

系的旋转变换 VD,变换得到 MT 轴系定子感应电动势  $e_{sm}$ 、 $e_{st}$ ;定子感应电动势磁场分量  $e_{sm}$  经积分环节  $G_1$  输出得到定子磁链的模  $\hat{\Psi}_s$ ;根据感应电动势原理  $e = \Psi\omega$ ,定子感应电动势转矩分量  $e_{st}$  除以磁链  $\hat{\Psi}_s$  得到速度  $\hat{\omega}_s$ ;而速度观测值  $\hat{\omega}_s$  再经积分环节  $G_2$  变为磁场 M 轴相对静止  $\alpha$  轴的角度  $\hat{\theta}'$ ,  $\hat{\theta}'$  返回到旋转变换 VD 单元做旋转变换。磁场定向理想状态的感应电动势  $e_s$  在 T 轴上,超前磁链 M 轴  $90^\circ$ ,即  $e_{sm} = 0$ 。如果  $e_{sm} \neq 0$  就意味着磁场定向不正确,  $e_{sm} \neq 0$  会使积分器  $G_1$  积分输出定子磁链的模  $\hat{\Psi}_s$  发生变化,同时使速度  $\hat{\omega}_s$ 、角度  $\hat{\theta}'$  变化,  $\hat{\theta}'$  角度的变化反馈到 VD 单元,改变 MT 轴系定子感应电动势  $e_{sm}$ 、 $e_{st}$  的旋转变换,迫使定子感应电动势磁场分量  $e_{sm} = 0$ ,达到平衡。此时,由图 4.4-35 构造的磁链观测器输出磁链模  $\hat{\Psi}_s$ ,磁场 M 轴相对静止  $\alpha$  轴的角度  $\hat{\theta}$  以及转速  $\hat{\omega}_s$ ,实现磁链和速度辨识。

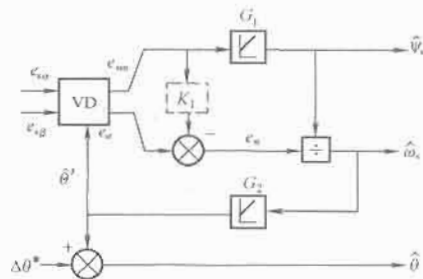


图 4.4-35 MT 轴系感应电动势计算磁链观测器

由于 MT 轴系感应电动势辨识磁链采用了角度反馈闭环控制,观测器系统容易产生不稳定。因此,在图 4.4-35 中,感应电动势转矩分量  $e_{st}$  的观测要考虑感应电动势磁场分量  $e_{sm}$  的变化,在 T 通路中引入考虑 M 通路变化的比例环节  $K_1$ 。

#### 4.3 交流同步电动机直接转矩控制系统

1985 年德国鲁尔大学的 M. Depenbrock 教授提出了不同于坐标变换矢量控制的另外一种交流电动机调速控制原理——直接转矩控制(DTC)。随后日本学者 I. Takahashi 也提出了类似的控制方案,引起了学术界极大的兴趣和关注。直接转矩控制具有不同于磁场定向控制的鲜明特点,不需要旋转坐标变换,在静止坐标系上控制转矩和磁链;采用 bang-bang 控制以获得快速的转矩响应。1995 年瑞士 ABB 公司将直接转矩控制技术应用到通用变频器上,推出采用直接转矩控制技术的 IGBT 脉宽调制变频器,随后又将直接转矩控制技术应用于 IGCT 三电平高压变频器并应用于大型轧钢、船舶推进。

##### 4.3.1 交流同步电动机直接转矩控制原理

异步电动机直接转矩控制原理在前面的章节已讨论,由



在前面磁场定向控制同步电动机调速系统的讨论中,已讨论了电压模型磁链观测器。直接转矩控制的定子磁链观测器与磁场定向控制的Mu单元完全相同。因此,定子电压磁链模型存在着电动机低速运行时定子磁链观测误差值增大的缺点。

(2) 定子电流磁链模型法。与磁场定向控制系统相同,直接转矩控制的磁链观测器也可以采用电流模型Mi单元。定子电流 $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 经过来自位置检测器的同步电动机转子位置角 $\gamma$ 的旋转变换,得到dq0轴系定子电流 $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ ,再计算出dq0轴定子磁链

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_{sd}(i_{sd} + i_f) \\ \Psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \end{cases} \quad (4.4-96)$$

$\Psi_{sd}$ 、 $\Psi_{sq}$ 再经过矢量旋转变换器变为 $\alpha\beta$ 轴系同步电动机定子磁链 $\Psi_{sa}$ 、 $\Psi_{sb}$ 。

(3) 交流同步电动机直接转矩控制系统的转矩与磁链观测器。图4.4-37为交流同步电动机直接转矩控制系统的转矩与磁链观测器。定子磁链观测器由电压模型Mu单元和电流模型Mi单元组成,在高速时,同步电动机定子电压建立起来,电压模型Mu计算的定子磁链较精确。而在低速或静止停机时,定子电压没有建立,采用电流模型Mi单元来计算定子磁链。注意观测器输入量和输出量都是静止 $\alpha\beta$ 0轴系的电量。而Mi单元为了考虑同步电动机的凸极效应和转子励磁影响,需要转子旋转位置角 $\gamma$ 将 $\alpha\beta$ 0轴系下的电流转换为dq0轴系定子电流 $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ ,计算出dq0轴系磁链后再反变换回 $\alpha\beta$ 0轴系磁链。由转速开关来选择输出电压模型Mu单元计算的定子磁链 $\Psi_{sa}$ 还是电流模型Mi单元计算的定子磁链 $\Psi_{sa}$ 。如图4.4-37所示为以5%的额定转速作为切换点。

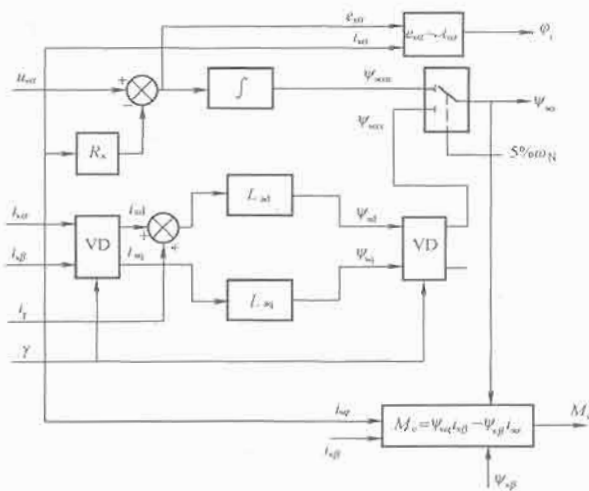


图 4.4-37 交流同步电动机直接转矩控制系统的转矩与磁链观测器

在图4.4-37中,转矩观测器是由定子电流 $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 和磁链 $\Psi_{sa}$ 、 $\Psi_{sb}$ 计算出来的。同时要指出,电压模型中计算出定子感应电动势 $e_{sa}$ 、 $e_{sb}$ ,将感应电动势和定子电流 $i_{sa}$ 、 $i_{sb}$ 比较,计算出电流与感应电动势之夹角 $\varphi_i$ 。在忽略定子电阻压降影响时, $\varphi_i$ 角就是电动机电压与电流的功率因数角。

## 5 永磁同步电动机调速系统

### 5.1 永磁同步电动机

永磁同步电动机出现于20世纪50年代。永磁同步电动机的运行原理与普通电激磁同步电动机相同,但它以永磁体

激磁替代激磁绕组激磁,使电动机结构更为简单,降低了加工和装配费用,同时还省去了容易出问题的集电环和电刷,提高了电动机运行的可靠性。由于无须激磁电流,没有激磁损耗,提高了电动机的效率和功率密度。

早期对永磁同步电动机的研究主要是针对固定频率供电的永磁同步电动机,特别是稳态特性和直接起动性能的研究。在工频电源供电的条件下,永磁同步电动机无自起动能力,一般通过在转子上安装阻尼绕组以依靠其产生异步起动转矩将电动机加速到接近同步转速,然后由永磁体产生的磁阻转矩和同步转矩将电动机牵入同步。

随着电力电子技术和微型计算机的发展,20世纪70年代,永磁同步电动机开始应用于交流变频调速系统。逆变器供电的永磁同步电动机与直接起动的电动机在结构上基本相同,但一般不加阻尼绕组。因为阻尼绕组的安装不仅增加了电动机制造的复杂性,而且还有其它弊端,如阻尼绕组产生热量,使永磁材料温度上升,并且产生损耗,降低电动机效率;增大转动惯量,阻尼绕组的齿槽使电动机转矩脉动增大。

20世纪80年代,稀土永磁材料的研制取得了突破性的进展,特别是剩磁高、矫顽力大而价格低廉的第三代新型永磁材料钕铁硼(NdFeB)的出现,极大地促进了调速永磁同步电动机的发展。新型永磁材料在电动机上的应用,不仅促进了电动机结构、设计方法、制造工艺等方面的改革,而且使永磁同步电动机的性能有了质的飞跃,从而成为交流调速领域中的一个重要分支。

目前,永磁同步电动机种类繁多。按工作主磁场方向的不同,分为径向磁场式和轴向磁场式;按电枢绕组位置的不同,分为内转子式和外转子式;按转子上有无起动绕组,分为无起动绕组电动机和有起动绕组电动机;按供电电流波形的不同,分为矩形波永磁同步电动机和正弦波永磁同步电动机。

由于受到功率开关元件、永磁材料和驱动控制技术发展水平的制约,永磁同步电动机最初都采用矩形波形式,在原理和控制方式上基本与直流电动机系统类似,习惯称之为无刷直流电动机,但这种电动机的转矩存在较大的波动。为了克服这一缺点,人们在此基础上又研制出带有位置传感器的逆变器驱动的正弦波永磁同步电动机,简称为永磁同步电动机。这种电动机通过正弦波电流和连续的转子位置信号进行控制,理论上可获得平稳转矩。

20世纪90年代,随着永磁材料性能的不提高和完善,以及电力电子器件的进一步发展和改进,加上永磁电动机研究和开发经验的逐步成熟,目前稀土永磁同步电动机正向大功率(超高速、大转矩)、高性能化、微型化和智能化方向发展。

永磁同步电动机的定子与一般带激磁的同步电动机基本相同,也采用叠片结构以减小电动机运行时的铁耗。永磁同步电动机的转子磁极结构随永磁材料性能的不同和应用领域的差异而具有多种方案。用

稀土永磁材料做磁钢的永磁同步电动机,永磁体常采用瓦片式或薄片式贴在转子表面或嵌在转子的铁芯中,形成典型的表面式和内置式两种转子磁路结构形式。表面式转子磁路结构又分为凸出式和插入式,如图4.4-38所示。由于永磁材料的相对

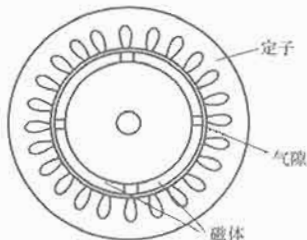


图 4.4-38 表面式永磁同步电动机转子截面示意图

回复磁导率十分接近于1,表面凸出式转子结构属于隐极式转子结构,其纵、横轴电感相同,且与转子位置无关。这种结构的永磁磁极易于实现最优化设计,能使电动机气隙磁密波形趋近于正弦波。表面插入式转子的相邻两永磁磁极间有着磁导率很高的铁磁材料,属于凸极转子结构。由于转子磁路结构上的不对称使电动机产生磁阻转矩,其大小与电动机纵、横轴电感的差值成正比。这种结构的电动机功率密度较高,动态性能也有所改善。在转子表面安装永久磁钢,可以获得足够的磁通密度和高的矫顽力特性,且转矩/重量比也将获得很大的改善。但表面转子磁路结构的永磁同步电动机,由于转子表面无法安装起动绕组,因而无异步起动能力。永磁同步电动机大多采用稀土永磁材料的表面转子磁路结构。

内置式转子结构如图4.4-39所示,永磁体装在转子铁芯内部,在永磁体外表面与定子铁芯内圆之间的极靴中可以放置转子导条,具有阻尼和起动作用。这种结构在异步起动永磁同步电动机中应用较多。内置式转子中的永磁体受到极靴的保护,具有较高的机械强度。内置式结构在电磁性能上也属于凸极转子结构,其转子磁路结构的不对称性所产生的磁阻转矩有助于提高电动机的过载能力和功率密度,而且可以利用其气隙小的特点,利用电枢反应实现弱磁控制,从而使电动机运行于额定转速以上的范围。

永磁同步电动机按永磁转子在定子绕组中产生的磁势波形又分为矩形波永磁同步电动机和正弦波永磁同步电动机。矩形波永磁同步电动机定子绕组一般采用集中整距绕组,而正弦波永磁同步电动机一般采用分布短距绕组或非

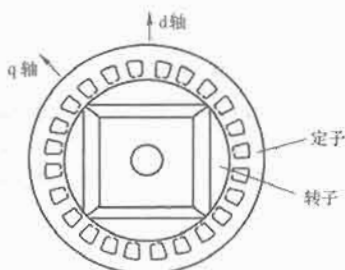


图 4.4-39 内置式永磁同步电动机转子截面示意图

常绕组。由于转子纵轴磁路中的永磁体的磁导率很小,使得电动机的纵轴电枢反应电感一般小于横轴电枢反应电感,  $x_{ad} > x_{aq}$ ,这与一般电激磁凸极同步电动机正好相反。此外,采用稀土永磁材料做磁钢,如钐钴合金(SmCo)、钕铁硼(Nd-FeB)等均具有很高的剩磁通密度(0.9T)和很大的矫顽力,只要设计合理,就不会出现由于短路电流而产生偶然去磁的危险。

## 5.2 永磁同步电动机的数学模型

分析正弦波电流控制的调速永磁同步电动机时,最常用的方法是dq0轴数学模型,它不仅可用于分析正弦波永磁同步电动机的稳态运行性能,还可用于分析电动机的瞬态性能。

由交流同步电动机数学模型可以得到如下的电压、磁链、电磁转矩和机械运动方程(式中各量为瞬态值)。

电压方程为

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq} + R_s i_{sd} \\ u_{sq} &= \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_r \Psi_{sd} + R_s i_{sq} \\ 0 &= \frac{d\Psi_{\lambda d}}{dt} + R_{\lambda d} i_{\lambda d} \end{aligned} \quad (4.4-97)$$

$$0 = \frac{d\Psi_{\lambda q}}{dt} + R_{\lambda q} i_{\lambda q}$$

磁链方程为

$$\begin{aligned} \Psi_{sd} &= L_{sd} i_{sd} + L_{ad} i_{\lambda d} + L_{ad} i_f \\ \Psi_{sq} &= L_{sq} i_{sq} + L_{aq} i_{\lambda q} \\ \Psi_{\lambda d} &= L_{\lambda d} i_{\lambda d} + L_{ad} i_{sd} + L_{ad} i_f \\ \Psi_{\lambda q} &= L_{\lambda q} i_{\lambda q} + L_{aq} i_{sq} \end{aligned} \quad (4.4-98)$$

电磁转矩方程为

$$M_e = n_p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \quad (4.4-99)$$

式中:  $i_f$  为永磁体的等效励磁电流,当不考虑温度对永磁体性能的影响时,其值为一常数,  $i_f = \Psi_f / L_{ad}$ ;  $\Psi_f$  为永磁体产生的磁链,可由  $\Psi_f = e_0 / \omega_r$  求取,  $e_0$  为空载反电动势,其值为每相绕组反电动势有效值的  $\sqrt{3}$  倍,即  $e_0 = \sqrt{3} E_0$ 。

对绝大多数正弦波调速永磁同步电动机来说,转子上不存在阻尼绕组,因而电动机的电压、磁链和电磁转矩方程可简化为

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq} + R_s i_{sd} \\ u_{sq} &= \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_r \Psi_{sd} + R_s i_{sq} \\ \Psi_{sd} &= L_d i_{sd} + L_{ad} i_f \\ \Psi_{sq} &= L_{sq} i_{sq} \\ M_e &= n_p (\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) \\ &= n_p [L_{ad} i_f i_{sq} + (L_d - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \end{aligned} \quad (4.4-100)$$

当忽略电阻压降时,电压可简化为

$$\begin{aligned} u_s &= \sqrt{(\omega_r L_{sq} i_{sq})^2 + (\omega_r L_d i_{sd} + \omega_r \Psi_f)^2} \\ &= \sqrt{(\omega_r L_{sq} i_s \cos\phi)^2 + (-\omega_r L_d i_s \sin\phi + \omega_r \Psi_f)^2} \end{aligned} \quad (4.4-101)$$

电流的d、q轴分量为

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \frac{u_{sq} - \omega_r \Psi_f}{\omega_r L_d} = \frac{u_s \cos\delta - \omega_r \Psi_f}{\omega_r L_d} \\ i_{sq} &= \frac{-u_{sd}}{\omega_r L_{sq}} = \frac{u_s \sin\delta}{\omega_r L_{sq}} \end{aligned} \quad (4.4-102)$$

式中:  $\phi = \arctan(i_{sd}/i_{sq})$  为内功率因数角;  $\delta$  为功角。

电动机的功率因数为

$$\cos\varphi = \cos(\delta - \phi) \quad (4.4-103)$$

电动机的去磁系数为

$$\kappa = -L_{ad} i_{sd} / \Psi_f \quad (4.4-104)$$

忽略定子电阻的影响,得到关于功角的电磁转矩方程为

$$M_e = n_p \left[ \frac{\Psi_f u_s}{\omega_r L_d} \sin\delta + \frac{u_s^2}{2\omega_r^2} \left( \frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_d} \right) \sin 2\delta \right] \quad (4.4-105)$$

式中:第1项为永磁转矩;第2项为磁阻反应转矩。

对于隐极式永磁同步电动机,  $L_{sq} = L_d$ ,磁阻转矩项为0,其功角特性如图4.4-40中曲线1所示,最大转矩发生在  $\delta = \pi/2$  处;对于凸极式永磁同步电动机,  $L_{sq} > L_d$ ,因此在  $0 < \delta < \pi/2$  范围内,式(4.4-105)中的第2项磁阻转矩(图4.4-40

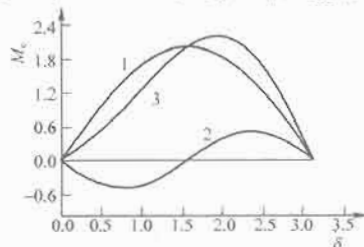


图 4.4-40 永磁同步电动机功角特性



中的曲线2)为负值,其功角特性如图4.4-40中的曲线3所示,最大转矩对应的功角 $\delta > \pi/2$ 。可见,永磁同步电动机与电激磁同步电动机( $L_q < L_d$ )的功角特性有明显不同。

由功角特性可知,自控式永磁同步电动机可以依据转子位置检测器反馈信号控制逆变器输出电压的幅值和相位,即通过控制功角达到控制转矩和转速的目的,一般将这种控制方式称为功角控制。功角控制直接作用于电压,因此适合于电压调节电压型逆变器,如电压SPWM逆变器。

在恒定转速下,不改变电动机的端电压,仅改变功角时的电流、功率因数、去磁系数及效率的静态特性。永磁同步电动机随功角改变的各变量的静态特性曲线如图4.4-41和图4.4-42所示。

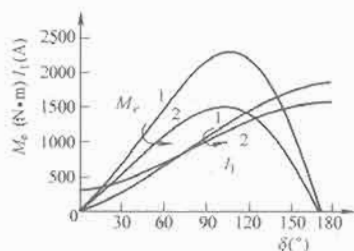


图 4.4-41 转矩和电流随  $\delta$  变化曲线

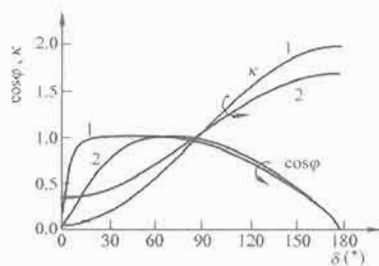


图 4.4-42  $\cos \varphi$  和  $\kappa$  随  $\delta$  变化曲线

图4.4-41、图4.4-42中的曲线1表示电动机端电压为额定值的特性,曲线2表示电动机端电压为0.7倍的额定电压时的特性。可见,电动机功角特性随电压的不同而不同。

在图4.4-41中,随着功角的增加,电磁转矩不断增大,当 $\delta = 107^\circ$ 时,电磁转矩达到峰值;随着功角的进一步增加,电磁转矩逐渐衰减到0。在这一过程中,电流值始终上升。

在图4.4-42中,去磁系数随功角的增加而不断上升,而功率因数在开始迅速上升到1后始终呈下降趋势。当电磁转矩达到峰值时,去磁系数和功率因数分别为1.30和0.82。

电磁转矩与功角和内功率因数角均存在非线性的函数关系。在电压不变的情况下,改变功角,可以获得不同的电磁转矩,而在电流不变的情况下,控制内功率因数角同样可以改变电磁转矩。这两种功角特性对应两种不同的控制方式,即电压控制和电流控制。两种控制方式应用于不同的控制对象。前者是通过调节电动机端电压的幅值和相位来控制转矩,适合于在电压控制变频器上实现;而后者是改变电流的幅值和相位来控制转矩,适合于在电流控制变频器上实现。

### 5.3 永磁同步电动机的控制策略

永磁同步电动机可以采用带激磁同步电动机同样的磁场定向控制或直接转矩控制。由于永磁同步电动机转子磁场是不可控的,其控制策略将与带激磁同步电动机不同。由转子磁场定向 dq0 旋转坐标系下的电动机瞬时电磁转矩方程式可

知,在系统参数不变的情况下,对电磁转矩的控制最终可归结为对横轴电流和纵轴电流的控制。对于给定的输出电磁转矩,有多个横、纵轴电流的控制组合,不同的组合将影响系统的效率、功率因数、电动机端电压以及转矩输出能力,由此形成了永磁同步电动机的电流控制策略问题。

#### 5.3.1 $i_{sd}=0$ 控制

永磁同步电动机采用 dq0 轴系转子磁链定向控制,并使纵轴电流  $i_{sd} = 0$ ,这是最简单的电流矢量控制方法。当  $i_{sd} = 0$  时,从电动机端口看,相当于一台他励直流电动机,定子电流中只有横轴分量,且定子磁链空间矢量与永磁体磁链空间矢量正交。

当  $i_{sd} = 0$  时,电动机电磁转矩与横轴电流分量成正比,即

$$M_e = n_p \Psi_f i_{sq} \quad (4.4-106)$$

图4.4-43为当  $i_{sd} = 0$  时电动机的空间矢量图。由于定子电流纵轴分量为零,不存在 d 轴电枢反应,因此不产生去磁作用,去磁系数为

$$\kappa = 0 \quad (4.4-107)$$

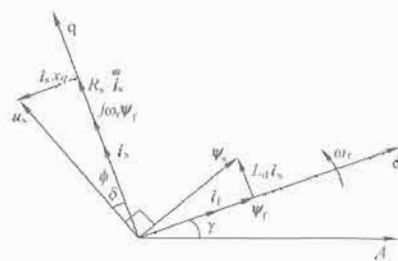


图 4.4-43 电动机矢量图 ( $i_{sd} = 0$ )

由矢量图4.4-43可以看出,内功率因数角  $\phi = 0^\circ$ ,定子电流  $i_s$  出现在 q 轴上。定子电压的 d、q 轴分量为

$$\begin{aligned} u_{sd} &= -x_q i_s = -\omega_r L_q i_s \\ u_{sq} &= e_0 + R_s i_s = \omega_r \Psi_f + R_s i_s \end{aligned} \quad (4.4-108)$$

定子电压幅值为

$$u_s = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} = \sqrt{(\omega_r \Psi_f + R_s i_s)^2 + (\omega_r L_q i_s)^2} \quad (4.4-109)$$

负载角  $\delta$  为

$$\tan \delta = \frac{L_q i_s}{\Psi_f} \quad (4.4-110)$$

由图4.4-43可以看出,  $i_{sd} = 0$  控制的永磁同步电动机功率因数角  $\varphi$  为

$$\tan \varphi = \frac{-u_{sd}}{u_{sq}} = \frac{\omega_r L_q i_s}{\omega_r \Psi_f + R_s i_s} \quad (4.4-111)$$

在忽略定子电阻  $R_s$  的条件下,永磁同步电动机的功率因数角  $\varphi$  就等于负载角  $\delta$ ,即

$$\cos \varphi = \cos \delta \quad (4.4-112)$$

随着定子电流增大,定子电压幅值将随着电枢反应电抗的作用而增加。同时,电动机功率因数角加大,功率因数  $\cos \varphi$  下降。在前面同步电动机磁场定向控制原理的分析中已经看到了转子激磁磁链定向控制的这些特点。但由于永磁同步电动机的电枢反应电抗  $x_d$ 、 $x_q$  要小于常规带激磁的同步电动机,其电枢反应影响要小得多。

$i_{sd} = 0$  控制方法的最大优点是电动机的输出转矩与定子电流的幅值成正比,其性能类似于直流电动机,控制简单,无去磁作用,因此得到了广泛应用,尤其是对隐极式同步电动机控制系统。但是,  $i_{sd} = 0$  控制方法电动机功率因数较低,电动机和逆变器的容量不能充分利用。

### 5.3.2 功率因数 $\cos\varphi=1$ 控制

该控制方法中, 永磁同步电动机的功率因数恒控制为 1, 即

$$\cos\varphi = \cos(\delta - \phi) = 1 \quad (4.4-113)$$

由式(4.4-113)得  $\delta = \phi$ , 此时电动机的运行矢量图如图 4.4-44 所示。

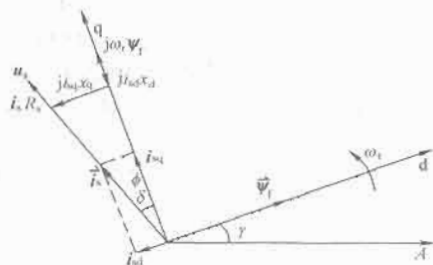


图 4.4-44 电动机矢量图 ( $\cos\varphi = 1$ )

由矢量图 4.4-44 可以得到

$$\tan\phi = \frac{-u_{s1}}{u_{s2}} \quad (4.4-114)$$

根据式(4.4-114)并立式(4.4-108)求解, 可以得到在一定电流和转速下的内功率因数角

$$\phi = \arcsin \frac{-e_0 + \sqrt{e_0^2 + 4(x_q - x_d)x_q i_s^2}}{4(x_q - x_d)i_s} \quad (4.4-115)$$

$\cos\varphi = 1$  控制方法的特点是电动机功率因数恒为 1, 逆变器的容量得到了充分的利用, 但该方法能够输出的最大转矩较小。

### 5.3.3 恒磁链控制

如果永磁同步电动机按气隙磁链  $\Psi_\delta$  定向控制,  $\Psi_\delta$  表达式如下:

$$\Psi_\delta = L_{sm} i_{sm} - L_{so} i_{sl} + L_{ad} (i_l + i_{dl}) \cos\delta + L_{aq} i_{dl} \sin\delta \quad (4.4-116)$$

式中:  $L_{sm} = \frac{L_{ad} + L_{aq}}{2} + \frac{L_{ad} - L_{aq}}{2} \cos 2\delta$ ;  $L_{so} = \frac{L_{ad} - L_{aq}}{2} \sin 2\delta$ 。

当只考虑稳态, 忽略阻尼绕组时, 为了方便, 只分析隐极机, 即  $L_{ad} = L_{aq}$ , 则

$$\Psi_\delta = L_{ad} (i_{sm} + i_l \cos\delta) \quad (4.4-117)$$

对于永磁同步电动机, 励磁电流  $i_l$  为常数, 欲维持  $\Psi_\delta$  恒定, 磁化电流  $i_\mu$  应为常数。磁化电流关系式为

$$i_{sm} = i_\mu (1 - \cos\delta) = \frac{\Psi_\delta}{L_{ad}} (1 - \cos\delta) \quad (4.4-118)$$

式中:  $\cos\delta = \sqrt{1 - \sin^2\delta} = \sqrt{1 - \frac{i_{sl}^2}{i_l^2}} = \frac{1}{i_l} \sqrt{i_l^2 - i_{sl}^2}$ 。

因为励磁电流与磁化电流相等, 即  $i_l \approx i_\mu$ , 所以

$$i_{sm} = i_\mu (1 - \cos\delta) = i_\mu - \sqrt{i_\mu^2 - i_{sl}^2} \quad (4.4-119)$$

即图 4.4-45 中定子电流转矩分量  $i_{st}$  加大时, 定子电流磁场分量  $i_{sm}$  也随之加大, 使磁化电流  $i_\mu$  矢量沿圆弧  $NN'$  移动, 其幅值始终为  $i_l$ 。

恒磁链控制方法通过控制永磁同步电动机的定子电流磁场分量  $i_{sm}$ , 使电动机气隙磁链  $\Psi_\delta$  在运行过程中始终保持恒定, 并且满足关系  $\Psi_\delta = \Psi_f$ , 气隙磁链恒定控制的永磁同步电动机电磁转矩  $M_e$  为

$$M_e = n_p \Psi_\delta i_{st} = n_p \Psi_f i_{st} \quad (4.4-120)$$

永磁同步电动机采用气隙磁链定向控制, 维持  $\Psi_\delta$  恒定时, 电动机功率因数较高, 电压基本恒定, 转矩线性可控,

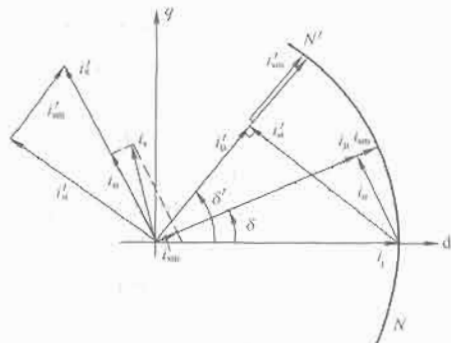


图 4.4-45 磁链恒定控制的磁链矢量图

但需要较大的定子电流磁场分量来助磁。

### 5.3.4 最优转矩控制

所谓最优转矩控制, 是指在转矩给定的情况下, 最优配置横轴和纵轴电流分量, 使定子电流最小, 即单位电流下电动机输出转矩最大的矢量控制方法。最优转矩控制可以减小电动机铜耗, 提高运行效率, 从而使整个系统的性能得到优化。此外, 由于逆变器所需输出的电流较小, 对逆变器的容量要求可相对降低。

最优转矩控制问题可等效为定子电流  $i_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}$  满足转矩方程的条件极值问题。可以推出

$$i_{sd} = \frac{1 - \sqrt{1 + 4i_{sq}^2}}{2} \quad (4.4-121)$$

可求得

$$M_e = n_p \sqrt{-i_{sd} (1 - i_{sd})^3} \quad (4.4-122)$$

在转矩  $M_e$  给定的情况下, 由式(4.4-122)所解得的电流值, 即为电流最优解。与  $i_{sd} = 0$  控制相比较, 最优转矩控制的功率因数  $\cos\varphi$  及总的功率容量有很大的提高。因此, 对于凸极永磁同步电动机, 采用最优转矩控制, 有利于充分提高系统输出转矩。对于隐极式永磁同步电动机, 由于转子磁路对称,  $L_{ad} = L_{aq}$ , 求解式(4.4-120)可得到最优转矩控制的电流解为  $i_{sd} = 0$ 。因此, 隐极式永磁同步电动机的  $i_{sd} = 0$  矢量控制就是最优转矩控制。

最优转矩控制使电动机转矩在满足要求的条件下电流最小, 不仅减小了电动机的铜耗, 提高了系统的效率, 而且减轻了逆变器的工作负担。

### 5.3.5 弱磁控制

从 20 世纪 80 年代初, 国内外诸多文献就开始对永磁同步电动机的高速、高转矩运行进行了深入广泛的研究, 目前应用最多的是永磁同步电动机的弱磁控制方案。

永磁同步电动机的弱磁控制思想来源于电励磁同步电动机的弱磁升速控制方案。不同之处在于永磁同步电动机转子永磁体产生的磁动势恒定而无法调节, 只有通过调节定子电流, 即增大定子纵轴去磁电流分量, 利用电枢反应减小电动机气隙合成磁势来达到弱磁升速的目的。

因为永磁同步电动机的有效气隙大, 弱磁控制时, 需要的去磁电流较大。但稀土永磁材料具有很高的矫顽力, 抗去磁能力很强, 为实现永磁同步电动机弱磁控制提供了有利条件。

实现弱磁控制有多种方式, 常用的是纵轴电流负反馈补偿控制方法。具体地说, 该方法是在最优转矩前馈控制系统的基础上增加纵轴电流反馈环节。这种方法不直接控制纵轴去磁电流, 而是通过限制横轴电流, 间接地增大纵轴电流的一种弱磁控制方式。而基于转矩反馈的弱磁控制方式是基于

转矩反馈,以调节纵轴电流为主,间接调节横轴电流为辅的方式。恒电压弱磁控制方式的思想是,在转矩给定、转速已知的情况下,通过控制电流的横、纵轴分量,以保证电压恒定且正弦(谐波含量小)输出,从而使电流控制逆变器始终处于非饱和状态,最终达到提高电动机输出转矩的目的。

永磁同步电动机弱磁控制的思想来自对他励直流电动机的弱磁控制。当他励直流电动机端电压达到极限电压时,为使电动机能恒功率运行于更高的转速,应降低电动机的励磁电流,以保证电压的平衡。换句话说,他励直流电动机可通过降低励磁电流而弱磁扩速。永磁同步电动机的励磁磁动势由永磁体产生而无法调节,只有通过调节定子电流,即增加定子纵轴去磁电流分量来维持高速运行时电压的平衡,达到弱磁升速的目的。这里从电压方程式(4.4-123)进一步理解永磁同步电动机的弱磁本质。

$$u_s = \omega_r \sqrt{(L_q i_{sq})^2 + (L_d i_{sd} + \Psi_f)^2} \quad (4.4-123)$$

由式(4.4-123)可以看出,当电动机电压达到逆变器所能输出的电压极限时,要想继续升高转速只有靠调节  $i_{sd}$  和  $i_{sq}$  来实现,这就是电动机的“弱磁”运行方式。增加电动机纵轴去磁电流分量和减小横轴电流分量,以维持电压平衡关系,都可得到“弱磁”效果。前者“弱磁”能力与电动机纵轴电感直接相关,后者与横轴电感相关。由于电动机相电流也有一定极限,增加纵轴去磁电流分量而同时保证电枢电流不超过电流极限值,横轴电流分量就相应减小。因此,一般是通过增加纵轴去磁分量来实现弱磁升速的。

永磁同步电动机的弱磁升速控制可以用如图 4.4-46 所示的定子电流矢量轨迹加以阐述。图 4.4-46 中, A 点对应的转矩为  $M_{em1}$ , 为电动机在转速  $\omega_1$  时可以输出的最大转矩(电压和电流均达到极限值,  $\omega_1$  为电动机最大恒转矩运行的转折速度)。转速进一步升高至  $\omega_2$  ( $\omega_2 > \omega_1$ ) 时,最大转矩/电流轨迹与电压极限椭圆相交于 B 点,对应的转矩为  $M_{em2}$  ( $M_{em2} < M_{em1}$ ), 若此时定子电流矢量偏离最大转矩/电流轨迹由 B 点移至 C 点,则电动机可输出更大的转矩  $M_{em3}$ , 从而提高了电动机超过转折速度运行时的输出功率。从图 4.4-46 中还可以看出,定子电流矢量从 B 点移至 C 点,纵轴去磁电流分量增大,削弱了永磁体产生的气隙磁场,达到了弱磁扩速的目的。

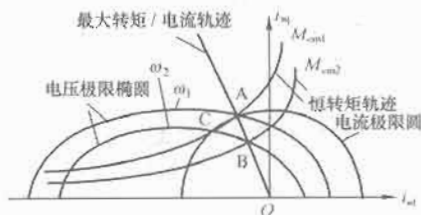


图 4.4-46 定子电流矢量轨迹

当电动机运行于某一转速  $\omega_r$  时,由电压方程可以得到弱磁控制时电流矢量轨迹:

$$i_{sd} = -\frac{\Psi_f}{L_d} + \sqrt{\left(\frac{u_s}{L_d \omega_r}\right)^2 - \left(\frac{L_q}{L_d} i_{sq}\right)^2} \quad (4.4-124)$$

由电压方程(4.4-123)可以得到转速的表达式:

$$\omega_r = \frac{u_s}{\sqrt{(\Psi_f + L_d i_{sd})^2 + (L_q i_{sq})^2}} \quad (4.4-125)$$

当电动机端电压和电流达到最大值,电流全部为纵轴电流分量,并且忽略定子电阻的影响时,电动机可以达到的理想最高转速为

$$\omega_{rmax} = \frac{u_{rmax}}{\Psi_f - L_d i_{rmax}} \quad (4.4-126)$$

## 5.4 永磁同步电动机控制系统

永磁同步电动机变频调速从控制方式上分为他控式变频调速和自控式变频调速。他控式变频调速系统所用的变频装置是独立的,其输出频率由速度信号给定,并根据预定的压频曲线进行控制。这种调速系统多采用开环控制,故只适用于动态响应要求不高的场合。自控式变频调速系统一般由变频器、永磁同步电动机、转子位置检测器及控制器等构成。在自控式变频调速系统中,变频器的输出频率由电动机轴上所带转子位置检测器控制,形成电源频率自动跟踪转子位置的闭环系统,使定子旋转磁场的转速和转子旋转的转速始终保持同步。这种控制方式不仅解决了永磁同步电动机的软启动问题,而且从根本上消除了同步电动机转子振荡和失步的隐患。

永磁同步电动机采用频率自控式运行方式,最关键的问题是对转子位置或磁场的检测和初始定位。转子的当前位置直接决定着系统的控制模式、变频器的开关方式及输出频率,是永磁同步电动机正常工作的保证。转子位置的检测方法通常有直接式和间接式两种。直接方式通过将转子位置检测器安装在永磁同步电动机的转轴上。方波永磁同步电动机的方波电流输入与转子位置有严格的对应关系,实现比较简单,只要在转子上安装三个采用接近开关或霍尔元件的磁极位置检测器即可。对于高性能的正弦波永磁同步电动机矢量控制系统,坐标变换中的转子位置角是否能准确、实时地检测直接影响到整个系统的性能,一般采用检测分辨率高的光电式转子位置检测方法,如采用增量式光电码盘检测方法。

间接式转子位置检测是通过检测电枢绕组的感应电动势(或电压)和电流,基于电动机的模型,采用状态观测估计转子位置的方法。由于无机械式位置传感器,降低了系统成本,提高了系统的可靠性,因而这种技术得到广泛研究。永磁同步电动机的转子位置估计有两种方式,一是基于定子绕组反电势进行估计。由于电动机低速运行时反电势太小,转子估计误差较大,因而只适合电动机中、高速运行情况;二是基于磁路的不对称特性进行估计。这种方法适合于电动机的任意转速,甚至是静止状态。有些文章提出将两种方法综合应用。在电动机低速( $\omega_r < 0.2$ )运行或静止状态时利用定子齿槽部分的磁饱和特性,向定子绕组施加检测电压并监测电流变化率,得到相电感的变化量。由于相电感是转子位置的函数,可得到转子位置角;在电动机高速运行时采用反电动势模型,利用 Kalman 滤波技术来估计转子位置。这种联合方案收到了较好的效果。但是,由于各种状态观测方法多数都采用电动机的电压或电流模型,观测结果容易受到模型不准确和参数变化的影响,所以不利于提高永磁同步电动机的性能,一般只用于对系统的可靠性和精度要求不高的系统。此外,这类无位置传感器永磁同步电动机速度闭环系统的稳定性在理论上还有待于进一步研究。下面介绍两种常用的位置检测方法。

(1) 直接计算方法。永磁同步电动机  $\alpha\beta 0$  坐标系电压方程

$$u_{s\alpha} \cos \gamma + u_{s\beta} \sin \gamma = (R_s + pL_d)(i_{s\alpha} \cos \gamma + i_{s\beta} \sin \gamma) - \omega_r L_q (i_{s\beta} \cos \gamma - i_{s\alpha} \sin \gamma) \quad (4.4-127)$$

$$u_{s\beta} \cos \gamma - u_{s\alpha} \sin \gamma = (R_s + pL_q)(i_{s\beta} \cos \gamma - i_{s\alpha} \sin \gamma) + \omega_r L_d (i_{s\alpha} \cos \gamma + i_{s\beta} \sin \gamma) + \omega_r \Psi_f$$

(4.4-128)

由式(4.4-127)可以推导出转子位置角  $\gamma$  的表达式

$$\gamma = \arctan\left(\frac{A}{B}\right) \quad (4.4-129)$$

式中:  $A = u_{sa} - R_s i_{sa} - L_d \dot{i}_{sa} + \omega_r i_{sb} L_q$ ;  $B = -u_{sb} + R_s i_{sb} + L_d \dot{i}_{sb} + \omega_r i_{sa} L_q$ 。

这时, 转子位置角  $\gamma$  可以用定子端电压和电流及转子角速度  $\omega_r$  来表示, 而对于表面凸出式永磁同步电动机, 有  $L_d = L_q = L$ , 则  $\omega_r$  可以由式(4.4-130)得到。

$$\omega_r = \frac{\sqrt{C}}{D} \quad (4.4-130)$$

式中:  $C = (u_{sa} - R_s i_{sa} - L \dot{i}_{sa})^2 + (u_{sb} - R_s i_{sb} - L \dot{i}_{sb})^2$ ;  $D = \Psi_f$ 。

将  $\omega_r$  的表达式代入式(4.4-129), 则可以得到转子位置角  $\gamma$ 。

(2) 利用磁通的代数计算方法。这种方法通过计算  $\alpha\beta 0$  坐标系下的电动机方程, 以三角函数的形式得到转子的位置角。磁通由反电动势积分求得, 但是由于积分器的零漂移问题, 这样得到的磁通值会有积分误差。当电动机转速较低时, 问题更为严重。为了克服这个问题, 需要引入误差补偿环节, 使得估算的磁通和实际值相等。转速的估算值通过对转子位置角求一阶导数得到。

$\alpha\beta 0$  坐标系下  $\Psi_{sa}$ 、 $\Psi_{sb}$  可表示为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \end{bmatrix} &= L_{\sigma} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} + (L_d - L_q) \begin{bmatrix} \cos\gamma & 0 \\ 0 & \sin\gamma \end{bmatrix} \times \\ &\quad \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ \sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma \end{bmatrix} \\ &= L_{\sigma} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} + [(L_d - L_q) i_{sd} + \Psi_f] \begin{bmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.4-131)$$

这里定义

$$\begin{aligned} \hat{\Psi} &= \sqrt{(\hat{\Psi}_{sa} - L_q i_{sa})^2 + (\hat{\Psi}_{sb} - L_q i_{sb})^2} \\ &= (L_d - L_q) \hat{i}_{sd} + \Psi_f \end{aligned} \quad (4.4-132)$$

则可得转子位置角的三角函数表达式为

$$\begin{aligned} \cos\hat{\gamma} &= \frac{\hat{\Psi}_{sa} - L_q i_{sa}}{\hat{\Psi}} \\ \sin\hat{\gamma} &= \frac{\hat{\Psi}_{sb} - L_q i_{sb}}{\hat{\Psi}} \end{aligned} \quad (4.4-133)$$

为了消除积分环节代入的漂移问题, 引入误差补偿环节。

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_{sa} &= \frac{T e_{sa}}{1 + Ts} + \frac{\Psi_{sa}^*}{1 + Ts} = \frac{T s \Psi_{sa}}{1 + Ts} + \frac{\Psi_{sa}(\Psi_{sa}^* - \Psi_{sa})}{1 + Ts} \\ &= \Psi_{sa} + \frac{\Psi_{sa}^* - \Psi_{sa}}{1 + Ts} \end{aligned} \quad (4.4-134)$$

式中:  $e_{sa} = u_{sa} - R_s i_{sa}$ ;  $\Psi_{sa}^*$  是  $\alpha$  轴的磁链设定值;  $T$  为时间常数;  $s$  为拉普拉斯算子。

同样地,  $\beta$  轴的磁链为

$$\hat{\Psi}_{sb} = \frac{T e_{sb}}{1 + Ts} + \frac{\Psi_{sb}^*}{1 + Ts} = \Psi_{sb} + \frac{\Psi_{sb}^* - \Psi_{sb}}{1 + Ts} \quad (4.4-135)$$

磁链在  $\alpha\beta 0$  坐标系下的设定值可以用下面的方程得到

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa}^* \\ \Psi_{sb}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\hat{\gamma} & -\sin\hat{\gamma} \\ \sin\hat{\gamma} & \cos\hat{\gamma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_d \hat{i}_{sd} + \Psi_f \\ L_q \hat{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.4-136)$$

转速的估算值通过对转子位置角求一次导数得到, 即

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\hat{\gamma}}{dt} \quad (4.4-137)$$

以上两种方法的共同特点是计算简单, 动态响应快, 几乎没有什么延迟。但是, 如果要准确地计算出转子位置角和转子转速, 这两种方法都需要准确测量定子端量, 而且这种方法对电动机参数的准确性要求也比较高, 随着电动机运行状况的变化(例如温度的升高), 电动机参数会发生变化。电动机参数出现误差, 则会导致估算量偏离真实值。因此, 应用这种方法时最好结合电动机参数的在线辨识。

大功率永磁同步电动机调速系统大多采用转子磁极位置定向,  $i_{sd} = 0$  控制方式。图 4.4-47 为  $i_{sd} = 0$  控制的永磁同步电动机调速系统的结构图。

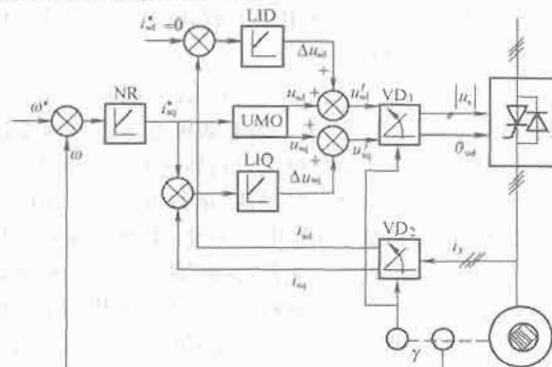


图 4.4-47 永磁同步电动机调速系统控制结构图

永磁同步电动机由交交变频或 PWM 交直交变频器供电, 同步电动机转轴上安装有转子位置检测器和测速光电编码器, 检测出同步电动机磁极位置角  $\gamma$  和旋转角速度  $\omega_r$ 。速度给定值  $\omega_r^*$  与反馈值  $\omega_r$  送入速度调节器 NR 综合调节, 输出为同步电动机的电磁转矩给定值  $M_e^*$ , 由于  $i_{sd} = 0$  控制的电磁转矩  $M_e = \Psi_f i_{sq}$ , 永磁体励磁磁链为一个恒定值。因此, NR 速度调节器的输出可为定子电流  $q$  轴分量  $i_{sq}^*$ 。该电流与角速度  $\omega_r$  输入到电压前馈模型 UMO 中计算出定子电压  $d$  轴分量  $u_{sd}$  和  $q$  轴分量  $u_{sq}$ 。根据永磁同步电动机  $i_{sd} = 0$  控制数学模型, 可以构造 UMO 模型, 如图 4.4-48 所示。

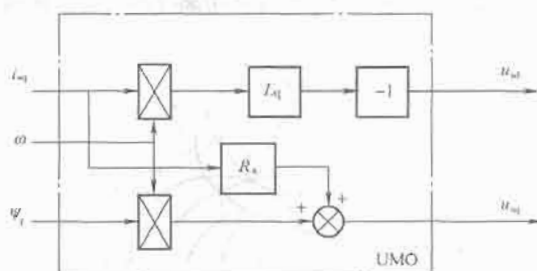


图 4.4-48 UMO 电压前馈模型

图 4.4-48 为  $d$ 、 $q$  轴电流调节器和电压前馈模型共同作用的复合控制系统。 $q$  轴电流调节器 LIQ 对  $q$  轴电流给定值  $i_{sq}^*$  和反馈值  $i_{sq}$  的偏差做比例积分调节, 输出为  $q$  轴电压的补偿值  $\Delta u_{sq}$ 。 $d$  轴电流应该为零, 所以,  $d$  轴电流反馈值直接送入 LID 比例积分调节器。如果  $d$  轴电流不为零, 即  $i_{sd} \neq 0$ , 将输出  $\Delta u_{sd}$  来补偿  $d$  轴电压。 $d$ 、 $q$  轴电流调节器一方面补偿电压前馈计算的误差, 同时提供动态过程的  $d$ 、 $q$  轴瞬态电压, 可以推出, 在动态过程中该瞬态电压为

$$\begin{aligned} \Delta u_{sd} &= p \Psi_{sd} = L_d p i_{sd} + p \Psi_f \\ \Delta u_{sq} &= p \Psi_{sq} = L_q p i_{sq} \end{aligned} \quad (4.4-138)$$

通过复合控制系统计算出来  $u_{sd}'$ 、 $u_{sq}'$  送入矢量旋转变换



器  $VD_1$ , 得到电压幅值  $|u_s|$ , 电压与 d 轴的夹角  $\theta_{ud}$ , 然后去控制电压型变频器, 使大功率变频器按该电压矢量供电给永磁同步电动机。此外, 电动机三相电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  由矢量旋转变换  $VD_2$ , 按电动机磁极位置角  $\gamma$ , 旋转变换为 dq0 轴电流检测值  $i_{sd}$ 、 $i_{sq}$ 。对比前述的带励磁的常规同步电动机,  $i_{sd} = 0$  控制的永磁同步电动机调速系统要简单得多。

## 5.5 永磁同步电动机的自控式变频调速系统

### 5.5.1 正弦波永磁同步电动机的自控变频调速系统

正弦波永磁同步电动机的磁路结构和绕组分布保证了定子绕组中的感应电动势具有正弦波形, 所以外施的定子电压和电流也应为正弦波。由于谐波少, 转矩的精度高, 因此多用于伺服系统和高性能的调速系统。

(1) 恒转矩控制方案。在基频以下的恒转矩工作区中, 最为简单的恒转矩控制方案是控制使得  $i_{sd} = 0$ , 由于  $\Psi_r$  恒定, 电磁转矩与定子电流的幅值成正比, 控制定子电流幅值就能很好地控制转矩, 和直流电动机完全一样。

一个全数字的、按转子磁链定向并使  $i_{sd} = 0$  的永磁同步电动机自控变频调速系统结构框图如图 4.4-49 所示。ASR 为速度控制器, ACR 为电流控制器,  $3s/2r$  和  $2r/3s$  分别是“三相静止→两相旋转”和“两相旋转→三相静止”变换, 图中虚线的左部都可以用数字控制器实现。

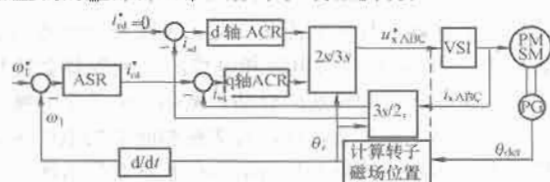


图 4.4-49 转子磁链定向并使  $i_{sd} = 0$  的 PMSM 变频调速系统结构图

由图 4.4-49 可知, 该系统用于旋转坐标变换的转子磁链位置  $\theta_r$  信息可以直接从同步电动机得到。所以, 系统的动态特性和低速特性对磁场位置  $\theta_r$  的检测精度依赖性很大。值得注意的是, 在安装位置传感器时不能保证将其零位置与转子磁场的零位置完全吻合, 所以位置传感器输出的角度  $\theta_{det}$  与实际转子磁场角度  $\theta_r$  之间的关系为

$$\theta_r = (\theta_{det} - \Delta\theta)/n_p \quad (4.4-139)$$

式中:  $\Delta\theta$  为安装误差角。

图 4.4-50 给出了采用硬件实现控制器的隐极式永磁同步电动机控制系统。图中的电流控制器用三个滞环比较器实现。注意到转速调节器 ASR 的输出是正比于电磁转矩的定子电流幅值的给定值  $i_s^*$ 。由该图可知

$$\begin{cases} i_A^* = i_s^* \sin\theta_r \\ i_B^* = i_s^* \sin(\theta_r - 120^\circ) \\ i_C^* = i_s^* \sin(\theta_r + 120^\circ) \end{cases} \quad (4.4-140)$$

式中:  $\theta_r$  由转子位置检测器测出, 经过查取 EPROM 中的正弦函数值后, 与  $i_s^*$  信号相乘, 即得到三相电流给定信号  $i_A^*$ 、 $i_B^*$ 、 $i_C^*$ 。

在上述的按转子磁链定向并使  $i_{sd} = 0$  的永磁同步电动机调速系统中, 定子电流与转子永磁磁通互相独立, 控制系统简单, 转矩与电流幅值成正比, 可以获得很宽的调速范围。该系统适用于要求高性能的数控机床、机器人等伺服驱动系统。但是, 它的缺点是: ①负载增加时, 定子电压矢量和电流矢量的夹角也会增大, 造成功率因数降低; ②在常规情况下, 弱磁恒功率控制的运行范围不大。此外,  $i_{sd} = 0$  使得恒

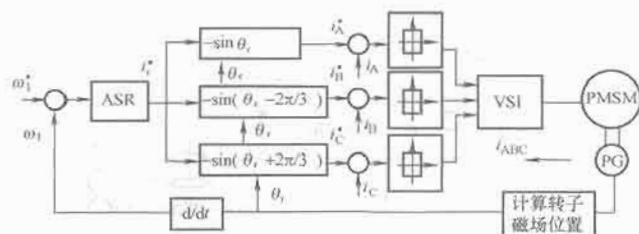


图 4.4-50 采用滞环比较器的 PMSM 变频调速系统 ( $i_{sd} = 0$ )

转矩控制变得简单, 但是损失了第 2 项表示的转矩分量。如果要实施单位电流下的最大转矩输出, 需要控制使得  $i_{sd} \neq 0$ , 并找出最大转矩与电流  $i_d$ 、 $i_q$  的关系。

(2) 恒功率控制方案 ( $i_d < 0$ , 弱磁恒功率调速)。上面讨论的恒转矩控制方案, 其定子电流和转子磁链的矢量图如图 4.4-51(a) 所示。

如果需要基速以上的弱磁调速, 最简单的办法是利用电枢反应削弱励磁, 使定子电流的直轴分量  $i_{sd} < 0$ 。由于其励磁方向与  $\Psi_r$  相反, 起去磁作用, 相应的矢量图如图 4.4-51(b) 所示。但是, 由于稀土永磁材料的导磁率与空气相仿, 磁阻很大, 相当于定转子间有很大的等效气隙。利用定子电流直轴去磁分量弱磁时需要较大的电流值。因此常规的正弦波永磁同步电动机在弱磁恒功率区运行的效果很差。如果要长期进行弱磁工作, 必须采用特殊设计的永磁同步电动机。

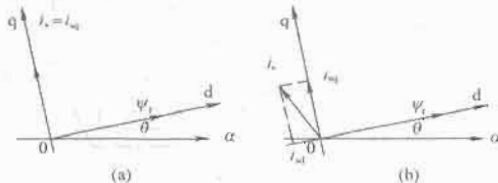


图 4.4-51 恒转矩和恒功率控制下状态变量的矢量关系

(a)  $i_{sd} = 0$  恒转矩控制; (b)  $i_{sd} < 0$  恒功率控制

### 5.5.2 梯形波永磁同步电动机的自控变频调速系统

梯形波永磁同步电动机[无刷直流电动机(BLDM; Brushless DC Motor)]的转子磁极采用瓦形磁钢, 经专门的磁路设计, 可获得梯形波的气隙磁场, 定子采用集中整距绕组, 因而感应电动势也是梯形波的。由逆变器提供与电动势严格同相的方波电流。由于各相电流都是方波, 逆变器的电压只需按直流 PWM 的方法进行控制, 比各种交流 PWM 控制都要简单得多。然而由于绕组电感的作用, 换相时电流波形不可能突跳, 其波形实际上只能是近似梯形的, 因而通过气隙传送到转子的电磁功率也是梯形波。

由三相桥式逆变器供电的 Y 接梯形波永磁同步电动机的等效电路及逆变器主电路原理图如图 4.4-52 所示。从电动机本身看, 它是一台同步电动机, 但是如果把它和逆变器、转子位置检测器合起来看, 就像是一台直流电动机。直流电动机电枢绕组的电流本来就是交变的, 只是经过换向器和电刷才在外部电路表现为直流。这时, 直流电动机换向器相当于机械式的逆变器, 电刷相当于磁极位置检测器。与此相应, 在自控变频同步电动机系统中则采用电力电子逆变器和转子位置检测器, 用静止的电力电子电路代替了容易产生火花的旋转接触式换向器, 即用电子换向取代机械换向, 显然具有很大的优越性。稍有不同的是, 直流电动机的磁极在定子上, 电枢是旋转的, 而同步电动机的磁极一般都在转子上, 电枢却是静止的。但都是相对运动, 没有本质上的

区别。

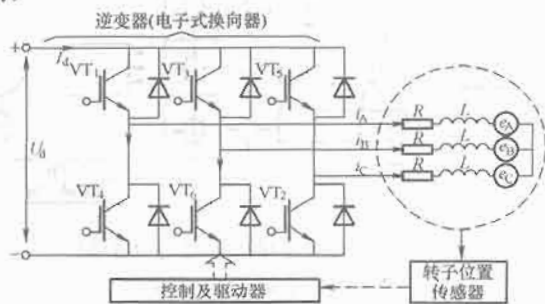


图 4.4-52 梯形永磁波同步电动机的等效电路及逆变器主电路

一般的，逆变器有两种工作模式，即“120°导通型”和“电压(或电流)的 PWM”控制模式。

(1) 120°导通型。三相反电动势  $e_{A,B,C}$  和电流  $i_{A,B,C}$  的波形图如图 4.4-53 所示。6 个开关  $VT_1 \sim VT_6$  的动作使得直流母线的电流  $I_d$  以 120°电角度的宽度，以与各相反电动势同步，并以反电动势波形的中轴线对称的波形分配给各相电流。因此，在任意瞬间只有两相导通而另一相断开。可以看出电力电子开关器件仅仅被用作换向开关，所以从控制器看“逆变器+电动机”就相当于对直流电动机实施调压调速。

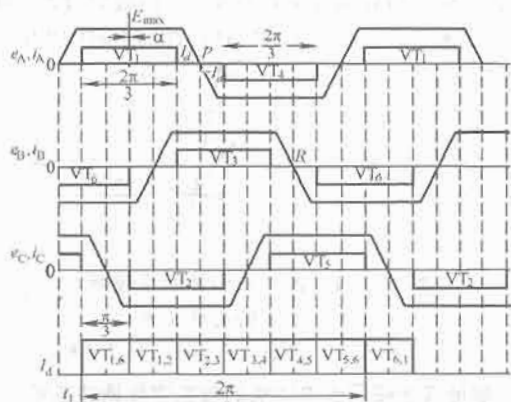


图 4.4-53 120°导通型 BLDM 的电流和反电动势波形

(2) PWM 电压(或电流)的控制模式。实际上在 120°电角度内，可将逆变器控制在 PWM 斩波器(chopping mode)模式下以控制电动机定子电压或电流的大小。图 4.4-54 给出了采用电流控制型逆变器并使用 PWM 控制时，定子电流和电动机反电动势的波形。图中的  $I_{av}$  为平均电流，与直流母线电流  $I_d$  相等。

一般的，有两种基本的 PWM 控制模式，即反馈模式(FB mode)和前馈模式(FW mode)。以反馈模式为例，在  $t_1$  时刻为  $VT_1$ 、 $VT_6$  的动作期间，如果  $VT_1$ 、 $VT_6 = ON$ ，则平均电流增大；反之，电流则减少，所以调节占空比可以调节电流的大小。

由于方波电流的峰值为  $I_d$ ，梯形波电动势的峰值为  $E_{max}$ ，在一般情况下，同时只有两相导通，从逆变器直流侧看进去，为两相绕组串联，则电磁功率为  $P_m = 2E_{max}I_d$ 。忽略电流换相过程的影响、逆变器的损耗等，电磁转矩为

$$M_e = \frac{P_m}{\omega_1} = \frac{2n_p E_{max} I_d}{\omega_1} = 2n_p \Psi_{max} I_d \quad (4.4-141)$$

式中： $\Psi_{max}$  为梯形波励磁磁链的峰值，是恒定值。

由此可见，无刷直流电动机的转矩与直流电源的供电电流  $I_d$  成正比，和一般的直流电动机相当。这样，其控制系统也和直流调速系统一样，当要求不高时，可采用开环调速，对于动态性能要求较高的负载，可采用转速、定子电流双闭环控制系统。无论是开环还是闭环系统，都必须具备转子位置检测、发出换相信号、对直流电压的 PWM 控制等功能。

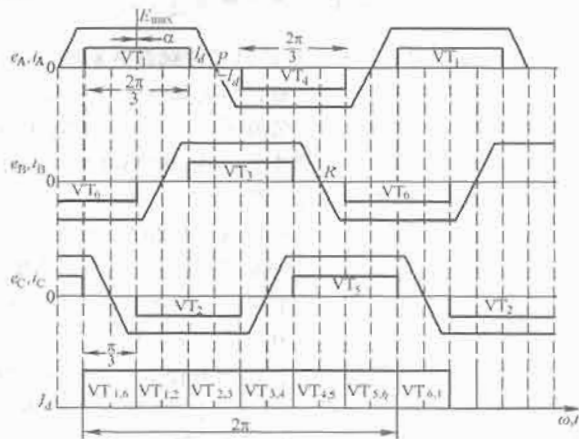


图 4.4-54 电流型 PWM 供电的 BLDM 的电流和反电动势波形

实际上，换相过程中电流的变化、关断相电动势所引起的瞬态电流、PWM 调压对电流和电势的影响等都会使转矩特性变差，造成转矩和转速的脉动。例如，由于定子漏感的作用，定子电流不能突变，所以每次换相时平均电磁转矩都会降低一些，实际的转矩波形每隔 60°电角度都出现一个缺口。而用 PWM 调制又使输出电压的平顶部分出现纹波，这样的转矩脉动使梯形波永磁同步电动机的调速性能低于正弦波的永磁同步电动机。

## 6 开关磁阻电动机调速系统

### 6.1 开关磁阻电动机调速系统的工作原理

开关磁阻电动机(Switched Reluctance Motor, SRM)见图 4.4-55，调速系统由双凸极磁阻电动机、功率变换电路、位置检测器和控制器等组成。

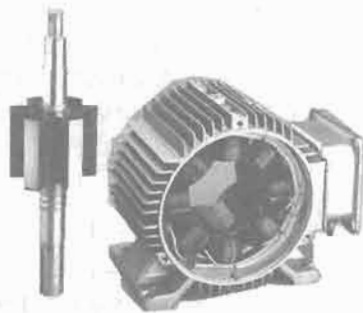


图 4.4-55 开关磁阻电动机定子结构

开关磁阻电动机具有以下特点：

- (1) 结构简单、坚固，可靠性高。
- (2) 制造成本低。
- (3) 起动转矩大。
- (4) 控制灵活，适合四象限运行。
- (5) 适合高速运行。
- (6) 系统效率较高。
- (7) 振动、噪声相对较大。

因此,开关磁阻电动机调速系统已经成为交流变频调速系统、无刷直流电动机调速系统等有力竞争者。

开关磁阻电动机的定、转子均为凸极齿槽结构,定子设有集中绕组,转子无绕组。以目前被广泛应用的三相 6/4 结构电动机为例,截面如图 4.4-56 所示。其定子有 6 个齿极,转子有 4 个齿极,每个定子齿极上设有一个线圈,位于径向相对的两线圈串接构成一相绕组,可组成 A、B、C 三相绕组。

所谓磁阻电动机是指电动机各相磁路的磁阻随转子位置而变,因此电动机的磁场能量也将随转子位置而变,由此可以以磁能为媒介变换得到机械能。当电动机转子处于如图 4.4-56 所示的状态时,给 B 相供电,则所建立的磁场将吸引转子逆时针旋转。随转子偏转,通电相则从 B 相改为 C 相,然后由 C 相改为 A 相,以此相序循环供电才能保持转子持续逆时针方向旋转,输出机械能。仍如图 4.4-56 所示的状态,给 C 相通电,则可使转子顺时针偏转,然后根据转子不同位置循序以 B、A、C 规律通电,则可保持转子持续顺时针旋转。因此,通过一个可控制的功率开关电路,根据转子位置来合理地、周期性地导通和关断各相电路,就可以实现转子以一定方向连续旋转,输出机械能。

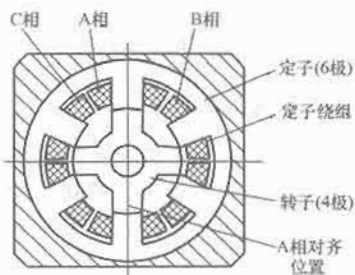


图 4.4-56 6/4 结构开关磁阻电动机截面图

在如图 4.4-56 所示的开关磁阻电动机中,当相绕组轴线(即对应的定子齿极轴线)与转子槽轴线重合时,定义为  $\theta = 0^\circ$ ,该位置相电感为最小值  $L_{\min}$ ;再定义相绕组轴线与转子齿轴线重合时的位置为  $\theta_m$ ,其相电感具有最大值  $L_{\max}$ ,如图 4.4-57 所示。当电动机绕组在  $\theta_1$  和  $\theta_2$  之间处于导通状态时,在导通角之外处于续流状态。当电动机相绕组导通区间处于电感上升区时,电动机处于电动状态,由电能转换为机械能,如图 4.4-57 中的电流曲线  $i_1(\theta)$  所示。当电动机相绕组导通区间处于电感下降区时,电动机处于发电状态,由机械能转换为电能,如图 4.4-57 中的电流曲线  $i_2(\theta)$  所示。

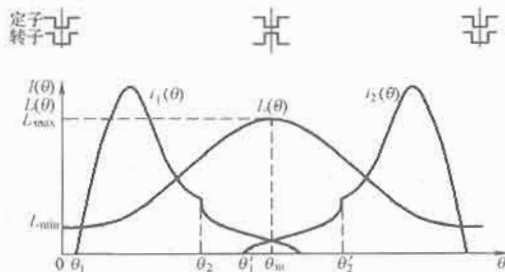


图 4.4-57 相绕组电感曲线

控制开关磁阻电动机的变换器向电动机绕组输出周期性脉冲电流,使开关磁阻电动机的各相绕组产生一定相序的电流驱动电动机转子旋转。开关磁阻电动机为反应式结构,因此只需要单极性供电的功率变换器。目前采用较多的是不对称半桥结构,见图 4.4-58。每相有 2 个主开关和 2 个续流二

极管。当 2 个主开关同时导通时,电源  $U_s$  向电动机相绕组供电,见图 4.4-58 (a); 当主开关同时关断时,相电流沿图 4.4-58 (b) 中虚线所示方向经过续流二极管续流,将开关磁阻电动机磁场储存的能量以电能的形式回馈电源,实现换相。在该结构主电路中,主开关和续流二极管的额定工作电压等于电源电压  $U_s$ ,其主开关数与相数之比为 2:1。功率器件较多,但是各相之间相互独立,可以适用于任意相数的开关磁阻电动机。

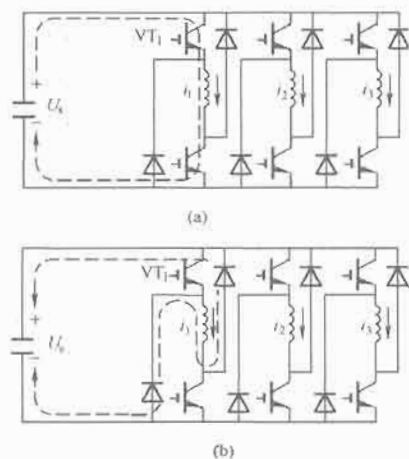


图 4.4-58 不对称半桥结构主电路  
(a) 导通状态; (b) 续流状态

## 6.2 开关磁阻电动机基本关系分析

开关磁阻电动机是一个典型的非线性系统,磁场分布和电路参数比较复杂,特别是在脉冲性电流作用下的转子步进运行方式,无法像其他电动机那样建立简单而精确的数学模型。另外,由于需要采用可控功率器件供电,需要将非线性的电动机参数、特殊的变换器控制电路以及相应的控制策略结合起来进行一体化分析和研究。

如图 4.4-56 和图 4.4-58 (a) 所示,当 A 相导通时,假设电流为  $i_A$ ,则建立的磁场能量为

$$W_{\text{mag}} = \int_0^{i_A} \Psi_A di \quad (4.4-142)$$

式中:相磁链  $\Psi(i, \theta)$  是相电流和转子位置(以转子机械角度  $\theta$  表示)的函数,由于电动机磁路饱和的影响,其磁化曲线具有非线性特性,见图 4.4-59, P 点  $(\Psi_A, i_A)$  为工作点,图中标出了磁能  $W_{\text{mag}}$  面积和磁共能  $W'_{\text{mag}}$  面积:

$$W'_{\text{mag}} = \int_0^{i_A} \Psi di = \Psi_A \cdot i_A - W_{\text{mag}} \quad (4.4-143)$$

由电磁场理论可知,在这个磁系统中,如果转子有位移,则磁能与电动机之间发生转换,其电磁转矩为

$$M_{\text{em}} = - \frac{\partial W_{\text{mag}}}{\partial \theta} \bigg|_{\Psi=c} \quad (4.4-144)$$

式(4.4-144)中磁链  $\Psi$  保持不变作为约束条件,即  $e = -\partial \Psi / \partial t = 0$ ,因此电能不发生变化,所以增加或者减少的磁能与机械能的变化相互平衡,在数值上  $\Delta W_{\text{mag}} = M_{\text{em}} \Delta \theta$ 。式(4.4-144)中的负号表示产生的电磁转矩的方向将趋于磁能减小。如图 4.4-56 所示,当 B 相通电后转子受逆时针方向电磁转矩,有趋势转动使转子齿极轴线与定子 B

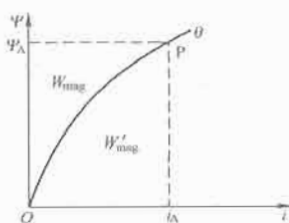


图 4.4-59 磁能和磁共能

相齿极轴线趋于重合, 这将减小气隙磁能, 直到磁能为最小的稳定位置。

同样也可以利用磁共能来求取电磁转矩

$$M_{em} = \left. \frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \right|_{i=c} \quad (4.4-145)$$

其约束条件为使电流恒定, 电磁转矩的方向趋于磁共能增加的方向。磁功能并无直接的物理意义, 但由于该方法以电流  $i$  为参变量, 计算较为方便, 因此在开关磁阻分析中会常常用到。定义电磁转矩方向与转子运动方向一致时为正, 如图 4.4-60 所示, 电动机从当前磁状态出发, 当转子有虚位移  $+\Delta\theta$  时, 由式 (4.4-145) 可以得到电磁转矩如下

$$\begin{aligned} M_{em} &= \left. \frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \right|_{i=c} = \frac{\text{面积 ODBO} - \text{面积 ODAO}}{\Delta\theta} \\ &= \frac{\text{面积 OABO}}{\Delta\theta} \end{aligned} \quad (4.4-146)$$

此时电动机输出的电磁转矩为正值, 即电磁转矩方向与转子运动方向一致, 电动机工作于电动状态。

电动机从当前磁状态出发, 当转子有虚位移  $-\Delta\theta$  时, 由式 (4.4-145) 可以得到电磁转矩如下

$$\begin{aligned} M_{em} &= \left. \frac{\partial W'_{mag}}{\partial \theta} \right|_{i=c} \\ &= \frac{\text{面积 ODCO} - \text{面积 ODAO}}{\Delta\theta} \\ &= -\frac{\text{面积 OACO}}{\Delta\theta} \end{aligned} \quad (4.4-147)$$

式中: 负号表示此时电磁转矩方向与转子的运动方向相反, 即电动机工作于发电状态, 机械能转换为电能通过续流电路反馈给电源。

假设开关磁阻电动机处于非饱和状态, 电动机的电感为线性的, 即电感值不随电流大小变化, 仅为转子位置的函数:  $\Psi(\theta) = L(\theta)i$ 。磁共能和电磁转矩可以分别表示为

$$W_{mag} = W'_{mag} = \frac{1}{2} Li^2 \quad (4.4-148)$$

$$M_{em} = \frac{1}{2} i^2 \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (4.4-149)$$

对于任意  $m$  相绕组的开关磁阻电动机, 其总磁能为

$$W_{mag} = \sum_{j=1}^m \int_0^{i_j} i_j d\Psi_j \quad (4.4-150)$$

相应的磁共能为

$$W'_{mag} = \sum_{j=1}^m \int_0^{i_j} \Psi_j di_j \quad (4.4-151)$$

考虑到开关磁阻电动机各相绕组的互感影响, 如果用电路的线性化参数进行分析, 开关磁阻电动机的磁链矩阵为

$$\begin{bmatrix} \Psi_1 \\ \Psi_2 \\ \vdots \\ \Psi_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1m} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m1} & L_{m2} & \cdots & L_{mm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_m \end{bmatrix} \quad (4.4-152)$$

由此计算电动机的磁能 (等于磁共能) 为

$$W_{mag} = W'_{mag} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m \sum_{k=1}^m L_{jk} i_j i_k = \frac{1}{2} I^T L I \quad (4.4-153)$$

其中

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & \cdots & L_{1m} \\ L_{21} & L_{22} & \cdots & L_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{m1} & L_{m2} & \cdots & L_{mm} \end{bmatrix}, I = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_m \end{bmatrix}$$

将式 (4.4-153) 代入式 (4.4-145) 可得到任意没开开关磁阻电动机的输出电磁转矩为

$$M_{em} = \frac{1}{2} I^T \frac{\partial L}{\partial \theta} I \quad (4.4-154)$$

以上为了进行原理分析, 采用了电动机非饱和状态的线性方法。在实际应用当中, 开关磁阻电动机具有较强的非线性特性 (见图 4.4-61), 使得开关磁阻电动机在运行过程中具有较大的转矩波动。

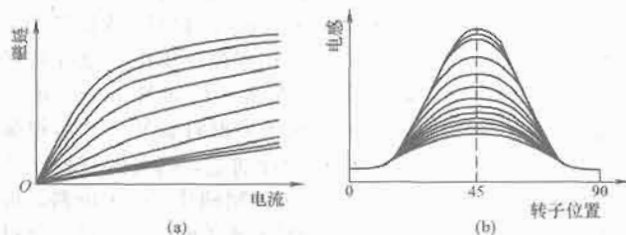


图 4.4-61 开关磁阻电动机特性曲线  
(a) 不同转子位置时的磁化曲线族;  
(b) 不同电流时的电感曲线族

### 6.3 开关磁阻电动机控制系统

如前所述, 开关磁阻电动机调速系统主要由 4 部分组成: 开关磁阻电动机、功率变换器、控制器及位置检测器等, 其组成框图如图 4.4-62 所示。

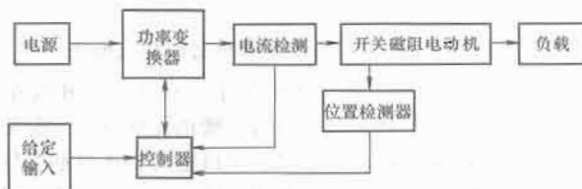


图 4.4-62 开关磁阻电动机调速系统框图

开关磁阻电动机的一个特点就是控制灵活, 目前有多种控制方法。其中, 比较基本的控制方法有三种: 电压控制方法, 称为电压斩波控制; 电流控制方法, 称为电流斩波控制; 角度位置控制方法, 即通过改变主开关的开通角和关断角, 来调节相电流的大小和形状以达到调控电动机转速的目的。早期的开关磁阻电动机控制多采用模拟电路进行斩波控制, 随着 DSP 技术的发展, 对开关磁阻电动机的控制更加灵活, 新的控制算法也不断涌现。

#### 6.3.1 电压控制

电压控制方法也称为电压斩波控制, 或者电压 PWM 控制。即采用 PWM 控制技术, 对直流电压源实施斩波, 调节相绕组的供电电压, 实现对开关磁阻电动机的调速控制, 见图 4.4-63。在电压控制时, 每相的开通角  $\theta_{on} = \theta_1$  和  $\theta_{off} = \theta_2$  保持不变, 每个速度控制环采样周期中的电压控制占空比保持恒定, 电动机的换相控制通过检测转子的位置来实现。

电动机绕组的电压是由速度调节器来控制的, 速度调节器对电动机反馈的速度和给定转速的误差进行控制, 并给出电压控制的占空比。在整个绕组导通过程中, 占空比保持不变, 控制框图见图 4.4-64。输出平均转矩大小与占空比近似成平方关系。



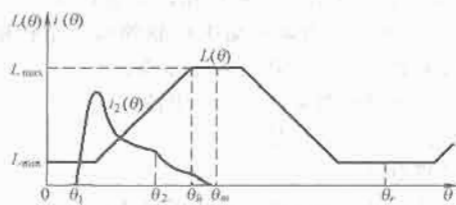


图 4.4-63 开关磁阻电动机电压斩波控制



图 4.4-64 电压控制框图

### 6.3.2 电流控制

电流斩波控制同样使开通角  $\theta_{on} = \theta_1$  和  $\theta_{off} = \theta_2$  保持不变，通过主开关的导通与关断，使相电流保持恒定，并以此来控制电动机的转矩，典型的电流斩波方式的电流波形如图 4.4-65 所示。由于相电感在一个周期内是不断变化的，因此电流的斩波的占空比也需要不断调节。通过调节相电流的大小，就可以调节电动机的输出转矩。输出平均转矩大小与相电流幅值近似成线性关系。

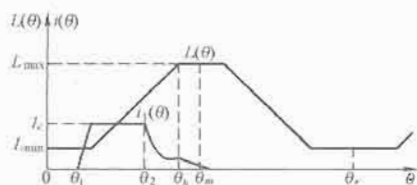


图 4.4-65 开关磁阻电动机电压斩波控制

电流控制与换相控制协调进行，当某相绕组导通时（换相时），将 100% 占空比加到该相绕组上，使相电流迅速上升。一旦相电流达到给定值，电流调节器启动，输出适当的占空比直到该相关断，见图 4.4-66。

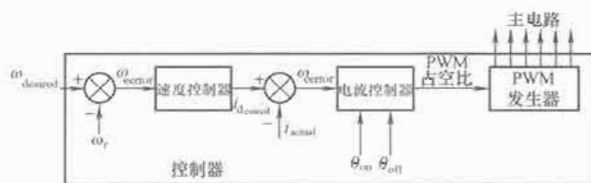


图 4.4-66 电流控制框图

### 6.3.3 转子位置检测

开关磁阻电动机的换相控制必须检测转子位置，通常可以用编码器、光耦和霍尔传感器来检测转子位置。例如采用霍尔传感器，安装在转子轴上，其输出信号与转子位置的关系为：

- 传感器 A 的上升沿对应于转子齿与 A 相绕组对齐；
- 传感器 B 的上升沿对应于转子齿与 B 相绕组对齐；
- 传感器 C 的上升沿对应于转子齿与 C 相绕组对齐。

图 4.4-67 为电感波形以及霍尔传感器信号波形，从图中可以看出，霍尔信号的上跳沿只与转子位置有关，与旋转方向无关。利用霍尔位置传感器进行开关磁阻电动机控制可

以分为启动和正常换相两个阶段。

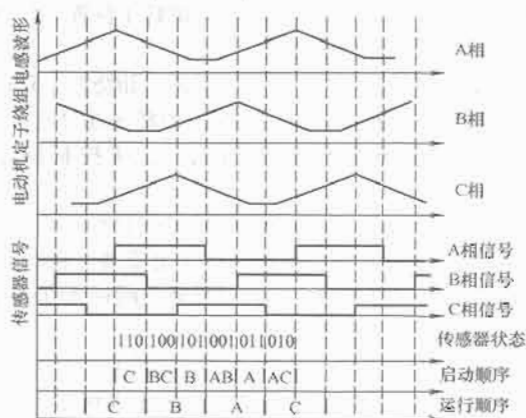


图 4.4-67 霍尔传感器转子位置检测方法

### 6.3.4 开关磁阻电动机的控制

在启动过程中，首先检测三个霍尔位置传感器的状态，然后根据电动机的旋转方向来确定导通的相序。

在启动过程中，定期检测启动命令。当接收到启动命令后，检测当前霍尔传感器的状态，并选择需要导通的相。导通相的选择与转子的实际位置有关，并且会受到以下因素的影响：

(1) 由于机械结构和传感器安装工艺的影响，转子位置传感器检测精度是有限的。这使得检测得到的转子位置与实际转子位置之间会有一定的偏移。

(2) 电动机静止时，传感器的分辨率为  $60^\circ$ （每个周期为 6 个脉冲）。对于初始导通相的选择来说有些困难。

由于受到霍尔传感器的上述限制，当转子在某些检测到的位置时导通 1 相，而在其他位置时需要同时导通 2 相，以保证电动机的可靠启动。电动机启动导通相的选择是根据不同转子位置各个相所产生的转矩情况来进行的，并且与霍尔传感器的状态有关。

当电动机电感随转子旋转增加时，导通该相会产生正向转矩。同时加在导通相上的电压必须得到限制，以防止过流。

在某些霍尔状态，电感曲线可以连续增加超过  $60^\circ$  范围。因此电动机可以产生正向转矩。导通一相足以视电动机启动。这些状态与导通相的关系是：

- 传感器状态“110”：导通 C 相；
- 传感器状态“101”：导通 B 相；
- 传感器状态“011”：导通 A 相。

在其他位置，电感不能连续增加超过  $60^\circ$  范围，例如在状态为“100”时，A 相电感斜率为负，如果导通将产生负转矩；B 相电感处于最小值，斜率由零过渡到正，此时导通会有较大的电流上升率，对产生正向转矩有利，但是如果转子位置在电感最小处，其斜率为零，输出转矩也为零；C 相电感斜率为正，但是处于电感最大区，因此电流上升率会较小，无法产生较大的启动转矩。另外，由于传感器的误差存在，转子位置有可能在 C 相电感的下降区，产生负转矩。因此，在此状态下需要导通 BC 两相绕组，相互配合，以便产生足够的启动转矩。

同样地，在不确定的转子位置，需要同时导通两相绕组：

- 传感器状态“100”：导通 B 相和 C 相；
- 传感器状态“001”：导通 A 相和 B 相；
- 传感器状态“010”：导通 C 相和 A 相。

当两相绕组导通时,电动机开始起动,如果检测到霍尔传感器的上升沿,就可以检测到准确的转子位置。起动过程结束,开始进入正常换相过程。

在正常换相阶段,同一时刻只导通一相绕组。其控制采用固定开通角和关断角算法。电动机的转速通过电压控制,即通过控制施加到绕组的 PWM 占空比来控制电动机的转速。

第一步,检测出霍尔传感器信号的边沿的极性。这对于从起动过程到换相过程的平滑过渡非常重要。在起动过程中,检测到信号的上升沿,则同时导通的两相绕组中的一个被关断,而另外一个仍然保持导通。

传感器 A 有上升沿:关断 A 相,保持 C 相导通;

传感器 B 有上升沿:关断 B 相,保持 A 相导通;

传感器 C 有上升沿:关断 C 相,保持 B 相导通。

如果检测到霍尔传感器信号的下降沿,就切换到正常换相过程。在正常换相过程中,只检测霍尔传感器的下降沿。开通角和关断角通过霍尔传感器的信号来确定。当霍尔信号下降沿发生时,相应的相绕组被关断,另外一个适当的相绕组被导通。正向旋转时,换相顺序为 C-B-A-C。

传感器 A 有下降沿:关断 A 相,导通 C 相;

传感器 B 有下降沿:关断 B 相,导通 A 相;

传感器 C 有下降沿:关断 C 相,导通 B 相。

图 4.4-68 为开关磁阻电动机控制的基本结构框图。开关磁阻电动机的控制必须进行以下步骤:

(1) 检测电动机参量(电压、电流)。

(2) 检测转子位置信号。

(3) 计算电动机转速。

(4) 计算开通关断角度,并选择导通相绕组。

(5) 利用调节器对转速进行调节,并计算出导通相占空比。

(6) 利用 PWM 模块,输出相电压。

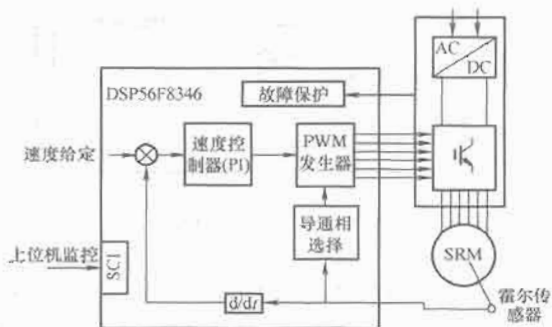


图 4.4-68 开关磁阻电动机控制

## 第5章 伺服系统(随动系统)

### 1 伺服系统的特征、分类和结构

伺服系统是指使系统的输出量(被控制量)能跟踪目标值任意变化的控制系统,因此一般也称为随动系统。伺服系统通过功率驱动装置将给定指令变成期望的机构运动,一般功率较小,并有定位要求和频繁启制动的特点,在导航系统、雷达天线、数控机床、加工中心、机器人、打印机、复印机、磁记录仪、磁盘驱动器、自动洗衣机等装置中得到了广泛的应用。

#### 1.1 伺服系统的特征

伺服系统的根本任务是通过执行机构对位置指令信号(给定量)进行功率放大,保证有足够的能量驱动负载按指令规律运动(输出),并使输出与指令信号之间的误差尽量小,满足一定的动静指标。从广义来说,伺服系统的输出量可以是位置、转速、力矩、电流、温度等不同的物理量,但在实际应用中伺服系统的被控制量如负载的位置、位移、姿态、方位等,往往都与控制系统的输出位置有关,所以通常所说的伺服系统一般是指位置伺服(随动)系统。另一方面,位置伺服系统往往包含着转速、转矩的内环控制,所以转速、转矩等随动系统也可以看做是位置随动系统的子系统。

#### 1.2 伺服系统的分类

伺服系统按执行机构的不同可分为电气伺服、液压伺服、电液伺服、气动伺服等不同类型;按控制结构的不同可分为开环伺服、半闭环伺服和闭环伺服;按控制信号的特点可分为模拟伺服、数-模混合伺服、脉冲-相位伺服和全数字化伺服;按照执行机构功率可分为小功率伺服(一般指小于50W)、中功率伺服(大于50W且小于500W)和大功率伺服(大于500W)。

电气伺服是指采用电动机作为执行机构的伺服系统。电气伺服系统按照执行电动机类型的不同又可分为步进电动机传动的步进伺服系统、直流电动机传动的直流伺服系统和交流电动机传动的交流伺服系统。电气伺服具有能量来源方便、无污染、容易控制等优点,随着电力电子技术、计算机控制技术的发展,高性能的交流伺服系统得到了越来越广泛的应用,代表了当前伺服系统的发展方向。因此,伺服系统主流产品已逐渐由过去的电液伺服、步进伺服发展到了当前高性能的直流伺服和交流伺服。本章主要介绍直流和交流电气伺服系统。

#### 1.3 伺服系统的结构

开环伺服系统由调节装置、功率放大装置、执行机构等部分构成,其基本结构如图4.5-1所示。开环伺服系统完全根据指令驱动工作机构,并不对实际的位置进行反馈控制,所以无须位置检测,结构简单、成本较低,但控制精度只能靠伺服系统本身的传动精度来保证。开环伺服一般采用步进电动机作为执行机构,调节装置将位置指令信号转变成与步

进电动机步进角对应的脉冲,功率放大装置为电力电子器件构成的主电路,将脉冲信号转换成步进电动机的驱动信号。步进电动机存在失步危险,控制精度有限,所以开环伺服系统主要用于早期简易数控机床以及其他对位置控制精度要求不高的场合。

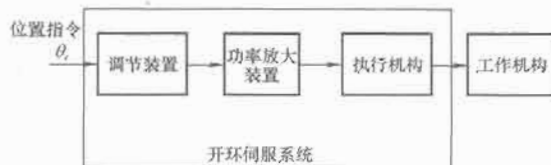


图 4.5-1 开环伺服系统基本结构

闭环伺服系统的基本结构如图4.5-2所示,主要是在开环伺服的基础上增加了位置反馈装置,通过位置反馈装置实现位置的闭环控制,以得到更高的位置控制精度。闭环伺服系统的执行机构一般为直流伺服电动机或交流伺服电动机。为匹配工作机构的负载、惯量等参数,执行电动机轴与工作机构之间有时还配置减速器。为实现高性能的位置控制,一般闭环伺服系统还对转速和转矩(电流)进行反馈和闭环控制,作为位置控制的内环。位置反馈装置实现位置的检测。根据位置反馈信号的来源可将系统分为半闭环位置伺服、全闭环位置伺服及混合闭环位置伺服。位置反馈信号来源于工作机构的系统称为全闭环位置伺服,位置反馈信号来源于执行机构即电动机转轴的系统称为半闭环位置伺服系统。将位置检测器件直接安装在工作机构上的全闭环伺服可以得到工作机构的准确信息,从理论上讲是一种最理想的控制方案,但实际应用中由于执行机构到工作机构之间的机械传动环节被包含进闭环,其非线性及一些非理想特性大大增加了控制系统的复杂性,系统很容易出现振荡、爬行甚至不稳定,所以实际较少采用。半闭环系统采用执行电动机的位置进行闭环,所包含的环节少,闭环中的非线性因素少,容易整定,工作稳定性高,可以采用较大增益以提高系统刚性,缺点是机械传动环节带来的误差不能得到闭环校正。为克服上述两种控制方式的缺点,人们还提出了一种混合闭环的方式,同时反馈执行电动机和工作机构的位置。动态过程中系统主要工作在半闭环方式,以得到良好的稳定性和刚性,而工作机构的位置反馈主要用于系统的稳态误差补偿。

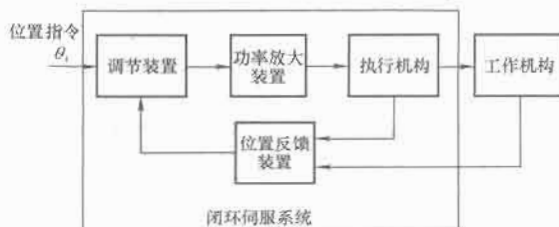


图 4.5-2 闭环伺服系统基本结构

### 2 伺服系统的主要组成部分

电气伺服系统主要由位置反馈装置、执行电动机和功率

放大装置等主要部分构成。

## 2.1 位置反馈装置

伺服系统的性能很大程度上取决于位置反馈的精度,位置反馈由位置传感器实现,高精度的定位要求高分辨率的位置传感器。同时系统也可由位置传感器得到速度等其他信息。伺服系统中常用的位置传感器有旋转变压器、光电编码器、磁编码器(如磁尺)、感应同步器、光栅等。每种传感器都有各自的特点,需针对具体控制对象和控制性能要求合理选择。

### 2.1.1 旋转变压器

旋转变压器实际上是一种特制的两相旋转微电动机,由定子和转子两部分构成,在定子和转子上各有两套在空间上正交的绕组,一般以定子侧绕组为一次绕组,转子侧绕组为二次绕组。当转子转动时,一次绕组和二次绕组之间的耦合程度会发生变化。当用于位置测量时,旋转变压器转子与执行机构轴相连,一次绕组输入励磁电压,当转子旋转时,由于定、转子绕组间的耦合程度随位置的变化而变化,使二次绕组上的输出电压与位置转角呈一定的函数关系,从而获取位置信息。根据输出电压与位置转角的函数特征,可将旋转变压器分为正、余弦旋转变压器、线性旋转变压器和比例式旋转变压器。其中正、余弦旋转变压器应用最为广泛。

图4.5-3是一个正、余弦旋转变压器的原理图,根据工作要求的不同,可采用鉴相和鉴幅两种方式获取位置信息。某些工况中需要检测两个旋转轴(一般分别称为给定轴和执行轴)间的角差,此时可以采用一对旋转变压器实现。

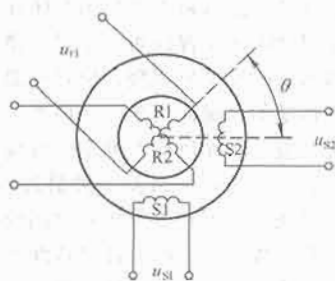


图 4.5-3 正、余弦旋转变压器

#### 2.1.1.1 鉴相工作模式

两个定子绕组 S1 和 S2 分别由两个幅值、频率相同但相位相差 90° 的正弦交流电压励磁:

$$\begin{cases} u_{S1}(t) = U_m \sin \omega_0 t \\ u_{S2}(t) = U_m \cos \omega_0 t \end{cases} \quad (4.5-1)$$

一般情况下将转子绕组中的一个短接,如 R2,此时应用叠加原理,另一转子绕组 R1 中产生的感应电压为:

$$\begin{aligned} u_{R1}(t) &= k[u_{S1}(t) \cos \theta + u_{S2}(t) \sin \theta] \\ &= kU_m \sin(\omega_0 t + \theta) \end{aligned} \quad (4.5-2)$$

式中:  $k$  为转子绕组与定子绕组的变比,忽略阻抗压降。

从式(4.5-2)可以看出,旋转变压器输出电压  $u_{R1}$  的幅值不随转角  $\theta$  变化,而其相位的变化却与  $\theta$  相等,因此可以把它看作是一个角度-相位变换器,可以通过测量输出电压的相位来获取位置信息。

#### 2.1.1.2 鉴幅工作模式

两个定子绕组 S1 和 S2 分别由两个相位相同、频率相同但幅值不等的正弦交流电压励磁:

$$\begin{cases} u_{S1}(t) = U_{m1} \sin \omega_0 t \\ u_{S2}(t) = U_{m2} \sin \omega_0 t \\ U_{m1}(t) = U_m \sin \varphi \\ U_{m2}(t) = U_m \cos \varphi \end{cases} \quad (4.5-3)$$

式中:  $\varphi$  为旋转变压器的电相角。

此时转子绕组中的一个绕组 R1 中产生的感应电压为

$$\begin{aligned} u_{R1}(t) &= k[u_{S1}(t) \cos \theta + u_{S2}(t) \sin \theta] \\ &= kU_m \sin \omega_0 t \sin(\theta + \varphi) \end{aligned} \quad (4.5-4)$$

从式(4.5-4)可以看出,旋转变压器输出电压  $u_{R1}$  的幅值将随转角  $\theta$  而变化,因此可以通过测量输出电压的幅值而获取位置信息。

#### 2.1.1.3 角差测量工作模式

有时伺服系统的位置给定与反馈都是从旋转轴得到的,分别称为给定轴和执行轴,这样两个旋转轴间的角差就是系统的随动位置误差,此时可以采用两个旋转变压器进行位置误差测量。旋转变压器 1 的转子与给定轴相连,称为发送器,另一个旋转变压器 2 的转子与执行轴相连,称为接收器。常用两种测量方案:一种方案是将两个旋转变压器的定子绕组互相串联,发送器转子励磁,接收器转子输出测量信号;另一种方案是将两个旋转变压器的转子绕组互相串联,发送器定子励磁,接收器定子输出测量信号。两种方案原理相同,图 4.5-4 绘出了第一种方案的接线图。

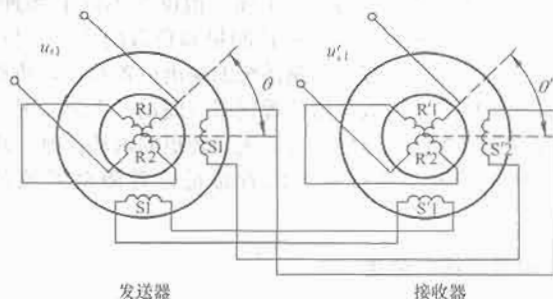


图 4.5-4 由旋转变压器构成的角差测量装置

在发送器任一转子绕组施加交流励磁电压  $u_{R1}$ , 另一个绕组短接, 其中

$$u_{R1}(t) = U_m \sin \omega_0 t \quad (4.5-5)$$

由此产生的励磁磁通  $\Phi_r$  在发送器定子绕组 S1 和 S2 中产生感应电动势, 产生电流, 流入接收器定子绕组 S'1 和 S'2。这两个电流又在接收器中产生相应的磁通  $\Phi_R$ 。该磁通在接收器转子绕组中产生相应的感应电动势。如果两个旋转变压器的转子位置一致, 则磁通  $\Phi_R$  与接收器转子绕组 R'1 平行, 在 R'1 中感应电动势最大。当两个旋转变压器转子位置不一致时,  $\Phi_R$  与 R'1 方向存在角差:

$$\Delta \theta = \theta - \theta' \quad (4.5-6)$$

此时绕组 R'1 输出电压为调幅波, 幅值与  $\cos \Delta \theta$  成正比, 可表示为

$$u'_{R2} = kU_m \cos \Delta \theta \sin \omega_0 t \quad (4.5-7)$$

此时  $k$  为旋转变压器接收器与发送器间的变比。

安装时, 若预先把接收器转子转动 90°, 则输出电压变为

$$u'_{R2} = kU_m \sin \Delta \theta \sin \omega_0 t \quad (4.5-8)$$

这样, 从输出电压幅值即可得到角差信息。

总体来说, 旋转变压器的精度较高, 本身结构坚固耐用, 不怕振动冲击, 可在高温下工作, 具有很强的适应环境能力。旋转变压器的精度主要由函数误差和零位误差来衡量。函数误差表示输出电压波形和正弦曲线间的最大差值与



电压幅值  $kU_m$  之比, 旋转变压器的精度等级分为 0、I、II、III 级, 函数误差按精度等级不同分布在  $\pm 0.05\% \sim \pm 0.34\%$  之间。零位误差表示理论上的零位与实际电压最小位值之差, 按精度等级不同分布在  $\pm 3' \sim \pm 22'$  之间。旋转变压器的主要缺点是信号处理电路复杂, 温度特性不好。由于旋转变压器的输出是包含着位置信息的模拟信号, 所以在数字化控制系统中还必须对其输出信号进行预处理, 将其转化成包含着位置信息的数字量, 才能与单片机或 DSP 等控制芯片接口。这就需要设计相应的信号转换电路或者使用专用的旋转变压器-数字转换器即通称的解码芯片来实现, 增加了系统的复杂程度和成本。

### 2.1.2 光电编码器

光电编码器又称为光电码盘, 按照脉冲与对应位置的关系通常分为增量式码盘和绝对式码盘两类, 一般设计为旋转型以测量旋转角度。

#### 2.1.2.1 增量式码盘

增量式码盘的特点是每产生一个输出脉冲信号就对应一个位移角增量, 这样对输出脉冲进行累计就可以得到角位移。其工作原理如图 4.5-5 (a) 所示, 码盘旋转部分为一个中间有轴的盘片, 其上有呈环形分布的均匀通透刻线, 可使光线透过。旋转部分中间轴与待测旋转轴相连。在盘片两侧分别有光电发射装置和接收装置, 都安装于编码器的固定部分。这样从结构上看, 增量式码盘实际上是一个光电脉冲发生器和一个可逆计数器。当盘片转动时, 光电接收装置处将得到时通时暗的光脉冲信号, 该信号频率与盘片刻线旋转频率同步, 累计该信号就可以得到盘片的转角信息。为鉴别盘片旋转方向, 码盘上安装有两组光电发射装置和接收装置, 分别称为 A、B 脉冲转换器, 两组装置对应位置错开整数加  $1/4$  倍节距 (节距为两个相邻刻线间夹角), 其目的是使 A、B 两个转换器的输出信号在相位上相差  $90^\circ$ 。当被测轴转动时, 两个光电转换器就输出相位相差  $90^\circ$  的两组近似正弦波, 如图 4.5-5 (b) 所示。再经过整形电路处理, 就可得到相应的两组方波脉冲信号, 其相位差仍然为  $90^\circ$ 。当被测轴转动方向不同时, 相位差符号会发生变化, 如正转时信号 B 超前信号 A  $90^\circ$ , 则反转时, 信号 A 将超前信号 B  $90^\circ$ , 由此可以通过相位差的符号判断被测轴的转动方向。若将这些脉冲信号送到可逆计数器进行累计, 就可测出轴的旋转角度。常用方法是将相位差符号作为可逆计数器的记数方向, 将 A、B 两组方波脉冲信号的所有上升沿和下降沿作为计数触发时钟, 这种方法也被称为四倍频法。目前针对电动机控制的一些单片机、数字信号处理器都有专用的码盘接口, 可以直接实现四倍频法测量位置, 也可对脉冲信号的触发时刻进行捕获, 再通过累加得到位置信息, 对上述位置信息采用测周法或测频法计算还可得到被测轴的转速信息。采用 A、B 两组脉冲信号还只能得到位置增量信息, 为了得到位置绝对信息, 增量式码盘一般在每转还输出一个 Z 脉冲代表零位参考位置, 这样在得到 Z 脉冲后即可确定被测轴的绝对位置, 之后的任意时刻可以通过角度的增量来确定绝对位置。但系统刚上电到第一个 Z 脉冲来之前的一段时间内, 为确定绝对位置一般在码盘上还有 UVW 三路辅助定位信号, 每路信号可为高、低电平两种状态, 这三路信号编码为 001、010、011、100、101 和 110, 正好将  $360^\circ$  电角度分为 6 个均匀的扇区, 由此可大致确定被测轴的绝对位置, 利于执行机构的起动。因此常用增量式码盘有 A、B、Z、U、V、W 六个输出信号。这些信号一般以方波的形式输出, 电路类型有集电极开路型、TTL 长线差分驱动型等, 其中差分驱动型每

个输出信号有两路, 如 A 信号有 A+、A- 两路输出端子, 可以提高系统的抗干扰性, 增加信号的可传输距离。

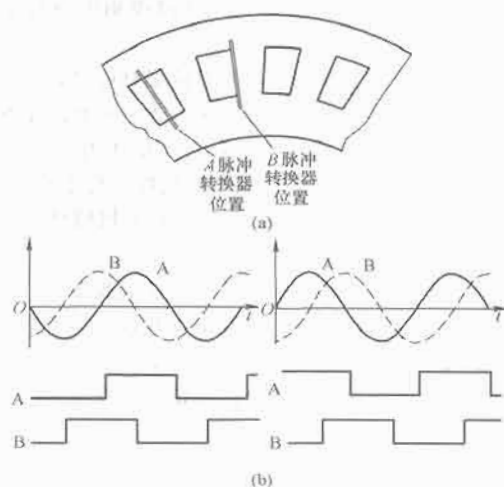


图 4.5-5 增量式码盘的工作原理  
(a) 结构原理; (b) 输出波形

#### 2.1.2.2 绝对式码盘

绝对式码盘的基本结构与增量式码盘类似, 但盘片上通光的刻线方式不同。绝对式码盘盘片上有许多环刻线, 每环刻线依次以 2 线、4 线、8 线、16 线、32 线、……编排, 每环刻线都有光电发射和接收装置, 接收装置以光的通断得到“0”、“1”两种编码。这样, 在编码器的每一个位置, 将可以获取一组编码数据, 这组编码数据即代表了被测量轴的位置, 码制可选用二进制、二—十进制 (BCD 码) 或循环码等。

(1) 二进制与二—十进制码盘。二进制码盘中, 外层为最低位, 里层为最高位, 从外往里按二进制刻制, 如图 4.5-6 (a) 所示。二—十进制码盘则采用几位二进制数 (通常为 4 位) 代表一位十进制数, 又称为 BCD 码。采用二进制或二—十进制码盘时, 码盘移动可能出现二位以上的数字同时改变, 在光电测量出现误差时, 可能导致位置信息产生较大的误差。例如, 当二进制数码由 0111 变到 1000 时, 由于电管排列不齐或光电管特性不一致, 就有可能导致高位偏移, 本来是 1000 的数, 变成了 0000, 与实际值相差为 1000 (十进制数为 8)。为克服这一缺点, 在二进制或二—十进制码盘中, 除最低位外, 其余均由双排光电管组成双读出端, 进行“选读”。当最低位由“1”变为“0”时, 应当进位, 读超前光电管; 由“0”转为“1”时, 不应进位, 则读滞后光电管, 这时除最低位外, 对应于其他各位的读数不变。

(2) 循环码盘 (格雷码盘)。循环码盘的特点是在相邻两扇面之间只有一个码发生变化, 因而当读数改变时, 只可能有一个光电管处在交界面上, 如图 4.5-6 (b) 所示。即使发生读错, 也只有最低位的误差, 不会产生更大数量级的

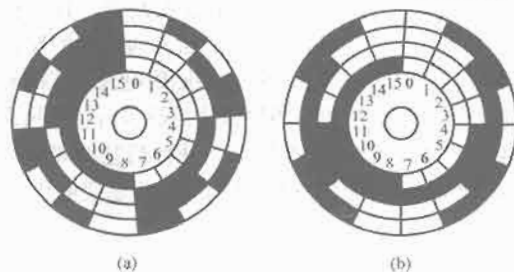


图 4.5-6 绝对式码盘  
(a) 二进制码盘; (b) 循环码盘

误差。此外,循环码表示最低位的区段宽度要比二进制码盘宽一倍,这也是它的优点。其缺点是不能直接实现二进制或十进制算术运算,在运算前必须先通过逻辑电路换成二进制码。

如果码盘制造得足够精确,则其测量精度可达到其量化误差,测量精度又称为码盘的分辨率。光电码盘的量化误差以角度为单位可以表示为 $360^\circ/N$ ,对增量式码盘 $N$ 是转一周的计数总和,即通常所说的编码器线数。对绝对式码盘, $N=2^n$ , $n$ 是输出二进制的位数。目前采用粗精结合技术的码盘分辨率已能达到 $360^\circ/2^{20}$ ,甚至更高。

光电编码器可直接将角位移信号转换成数字信号,是一种直接编码装置,所以噪声干扰较小,并容易实现高精度的位置检测。光电编码器常用于数控机床中,装在旋转轴上构成半闭环系统。其缺点是不耐冲击及振动,容易受温度变化影响,适应环境能力较差。

### 2.1.3 磁性编码器

磁性编码器通过磁-电转换装置记录位置,最常用的磁性编码器是磁尺。

磁尺的测量原理类似于磁带的录音原理,磁尺位置检测装置是由磁性标尺、磁头和检测电路组成的,该装置示意图如图4.5-7所示。磁性标尺是在非导磁的材料,如铜、不锈钢、玻璃或其他合金材料的基体上镀一层磁性薄膜(常用Ni-Co-P或Fe-Co合金构成的),测量线位移时,不导磁的物体可以做成尺形(带形);测量角位移时,可做成圆柱形。在测量前,先按标准尺度以一定间隔在磁性薄膜上录制一系列的磁信号,该间隔称为磁化信号的节距。这些磁信号就是一个按SN-NS-SN-NS...方向排列的小磁体,这层磁性薄膜称为磁栅。测量时,磁栅随位移而移动(或转动),用磁头读取这些移动的磁栅信号,使磁头内的线圈产生感应正弦电动势。检测电路对这些电动势的频率进行计数,就可以测量位移了。

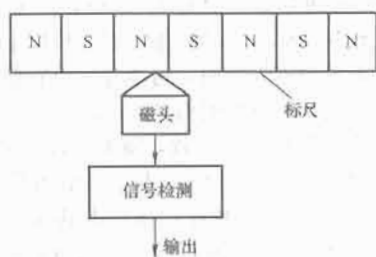


图 4.5-7 磁尺位置检测装置

磁头是磁尺中进行磁-电转换的变换器,把反映空间位置的磁信号转换为电信号输送到检测电路中去。普通录音机上的磁头输出电压幅值与磁通变化率成比例,属于速度响应型磁头。根据数控机床的要求,为了在低速运动和静止时也能进行位置检测,必须采用磁通响应型磁头。这种磁头用软磁材料(如钽莫合金)制成二次谐波调制器。其结构如图4.5-8所示,它由铁芯上两个产生磁通方向相反的励磁绕组和两个串联的拾磁绕组组成。将高频励磁电流通入励磁绕组时,在磁头上产生磁通 $\Phi_1$ 。当磁头靠近磁尺时,磁尺上的磁信号产生的磁通 $\Phi_2$ 进入磁头铁芯,并被高频励磁电流产生的磁通 $\Phi_1$ 所调制。于是在拾磁线圈中产生感应电压

$$U = U_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \sin \omega t \quad (4.5-9)$$

式中: $U_0$ 为感应电压系数; $\lambda$ 为磁尺磁化信号的节距; $x$ 为磁头相对于磁尺的位移; $\omega$ 为励磁电流的角频率。

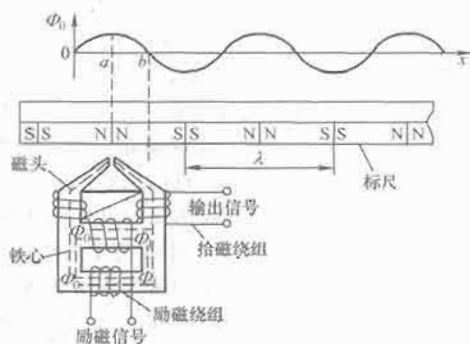


图 4.5-8 磁头工作原理

与光电编码器原理类似,为了辨别磁头在磁尺上的移动方向,通常采用间距为 $(m \pm 1/4)\lambda$ ( $m$ 为任意正整数)的两组磁头,其输出电压分别为

$$\begin{cases} U_1 = U_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \sin \omega t \\ U_2 = U_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \sin \omega t \end{cases} \quad (4.5-10)$$

$U_1$ 和 $U_2$ 是相位相差 $90^\circ$ 的两列脉冲,至于哪个超前,则取决于磁尺的移动方向。根据两个磁头输出信号的超前或滞后,可确定其移动方向。

磁头输出信号还必须经过滤波、放大、整形、倍频、数字化和计数等线路,才能得到容易辨识的位置信息,这部分称为磁尺的检测电路。根据检测方法不同,检测电路分为鉴幅型和鉴相型两种。

(1) 鉴幅型电路如前所述,磁头有两组信号输出,将高频载波滤掉后则得到相位差为 $\pi/2$ 的两组信号

$$\begin{cases} U_1 = U_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \\ U_2 = U_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \end{cases} \quad (4.5-11)$$

检测电路中磁头相对于磁尺每移动一个节距发出一个正(余)弦信号,其幅值经处理后可进行位置检测。这种方法的线路比较简单,但分辨率受到录磁节距的限制,若要提高分辨率就必须采用较复杂的倍频电路,所以不常采用。

(2) 鉴相型电路。采用相位检测的精度可以大大高于录磁节距 $\lambda$ ,并可以通过提高内插脉冲频率提高系统的分辨率,可达 $1\mu\text{m}$ 。将一组磁头的励磁信号移相 $90^\circ$ ,则输出电压为

$$\begin{cases} U_1 = U_0 \sin \frac{2\pi x}{\lambda} \cos \omega t \\ U_2 = U_0 \cos \frac{2\pi x}{\lambda} \sin \omega t \end{cases} \quad (4.5-12)$$

在求和电路中相加,则得磁头总输出电压为

$$U = U_0 \sin \left( \frac{2\pi x}{\lambda} + \omega t \right) \quad (4.5-13)$$

显然,合成输出电压 $U$ 的幅值恒定,而相位随磁头与磁尺的相对位置 $x$ 变化。

磁尺制造工艺比较简单,录磁、消磁都较方便。另外磁性编码处理电路简单,容易实现多相输出,并具有耐高温、耐油污等优点。若采用激光录磁,可得到更高的精度。如果直接在机床本体部件上录制磁尺,不需安装、调整工作,避免了安装误差,也可提高测量精度。磁尺还可以制作得较长,可用于大型数控机床。磁性编码器主要缺点是磁栅还难以实现光电编码器等级的高分辨率,测量时间常数也偏大,目前数控机床的快速移动的速度已达到 $24\text{m/min}$ ,因此,磁

尺作为测量元件难以跟上这样高的反应速度,使其应用受到限制。

#### 2.1.4 感应同步器

感应同步器是一种精密位移检测敏感元件,是利用两个平面形绕组的互感随位置不同而变化的原理实现的,可用来测量直线或转角位移。测量直线位移的称为长感应同步器,由定尺和滑尺构成;测量转角位移的称为圆感应同步器,由转子和定子组成。结构分别如图 4.5-9 和图 4.5-10 所示。

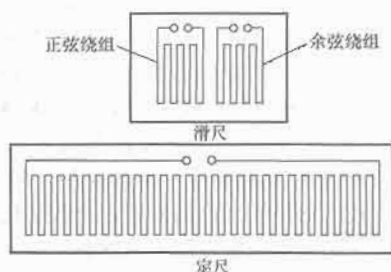


图 4.5-9 长感应同步器

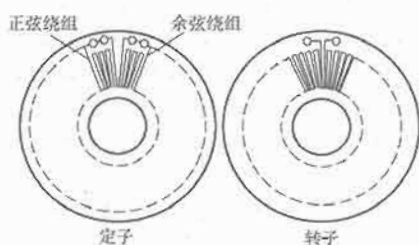


图 4.5-10 圆感应同步器

感应同步器的工作原理与旋转变压器类似。当感应同步器的一个绕组线圈通以励磁电流后,一个矩形框两根竖直部分的单元导线周围空间将形成环形封闭磁力线。由于两边电流大小相等,方向相反,故在中间区域产生的磁力线方向一致,合成后形成一个近似均匀的磁场。这样,磁通在任一瞬间的空间分布为近似矩形波,而它的幅值则按励磁电流的瞬时值以正弦规律变化。这种在空间位置固定、而大小随时间变化的磁场称为脉振磁场。在脉振磁场的作用下,另一绕组将感应出电动势,而感应同步器可以看作是一个耦合系数随相对位移变化的变压器,所以其感应出的电动势与位移具有正弦、余弦的关系。以长感应同步器为例说明,当滑尺绕组加上一定频率的励磁电压后,根据电磁感应原理在定尺绕组上将感应出相同频率的感应电动势。当滑尺上的正弦绕组和定尺上的绕组耦合磁通最大时,感应电动势也最大;滑尺继续移动,感应电动势逐渐减小,当移动到  $1/4$  节距(绕组线圈两个矩形的宽度)位置处,感应电动势为零;继续移动到半个节距点时,感应电动势为负的最大值;在  $3/4$  节距处又变为零;当移动到一个节距处时,感应电动势随着滑尺相对于定尺的移动而周期性地变化。加大励磁电压将获得较大的感应电动势,但过大的励磁电压将引起过大的励磁电流,致使温升过高而无法正常工作,一般励磁电压为  $1\sim 2\text{V}$ 。利用电路对感应电动势进行适当的处理,就可以把被测位移显示出来。

由感应同步器组成的检测系统,可以采取不同的励磁方式,并可对输出信号采取不同的处理方式。从励磁方式来说,可分为两大类:一类是以滑尺(或定子)励磁,由定尺(或转子)取出感应电动势信号;另一类以定尺(或转子)励磁,由滑尺(或定子)取出感应电动势信号。目前在应用中多用前一类励磁方式。

从信号处理方式来说,可分为鉴相方式和鉴幅方式两种。它们的特征是用输出感应电动势的相位或幅值来进行处理,其原理与磁性编码器类似,不再详细描述。

感应同步传感器对环境要求低,抗干扰能力强,维护简单,寿命长,价格低,同时具有较高的精度与分辨率,所以目前被广泛地应用于大位移静态与动态测量中,例如用于三坐标测量机、程控数控机床及高精度重型机床及加工中测量装置等。圆感应同步器则被广泛地用于机床和仪器的转台以及各种回转伺服控制系统中。

#### 2.1.5 光栅

光栅是基于物理上莫尔条纹的形成原理进行工作的,常用的光栅有长光栅和圆光栅两种,分别用于直线位移和角位移的测量。一个完整的光栅位置检测装置由光源、两块光栅和光电转换元件等组成。下面以测量直线位移的长光栅为例说明其工作原理。长光栅中的光栅是在一块长条形的光学玻璃上均匀地刻上很多和运动方向垂直的线条,线条之间距离(称之为栅距)可以根据所需的精度决定,一般是每毫米刻 50、100、200 条线。如图 4.5-11(a) 所示,长光栅中包含两块光栅,其中一块光栅  $G_1$  装在被测物体的移动部件上,称之为标尺光栅,另一光栅  $G_2$  装在被测物体的固定部件上,称之为指示光栅,两块光栅互相平行并保持一定的间隙,且两块光栅的栅距相等。

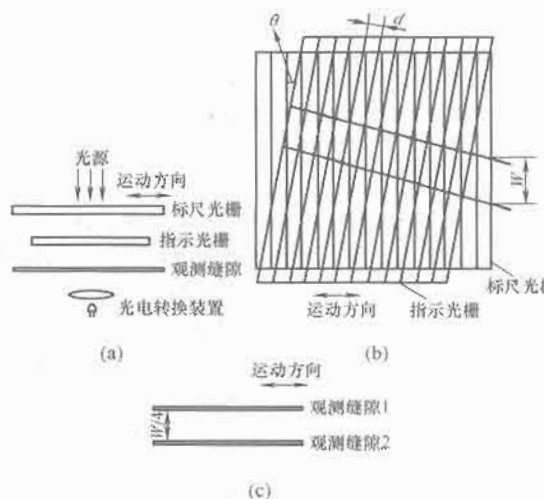


图 4.5-11 光栅工作原理图

(a) 光栅原理; (b) 莫尔条纹;

(c) 用于方向鉴别的多条观测缝隙

如果将指示光栅在其自身的平面内转过一个很小的角度  $\theta$ , 这样两块光栅的刻线相交, 则在相交处出现黑色条纹, 称为莫尔条纹。由于两块光栅的刻线密度相等, 即栅距  $\omega$  相等, 而产生的莫尔条纹的方向和光栅刻线方向大致垂直, 其几何关系如图 4.5-11(b) 所示, 当  $\theta$  很小时, 莫尔条纹的节距  $W = \omega / \theta$ 。

这表明莫尔条纹的节距是光栅栅距的  $1/\theta$ , 当标尺光栅移动时, 莫尔条纹就沿垂直于光栅移动方向移动。当光栅移动一个栅距  $\omega$  时, 莫尔条纹就相应准确地移动一个节距  $W$ , 也就是说两者一一对应, 所以, 只要读出移过莫尔条纹的数目, 就可以知道光栅移过了多少个栅距, 而栅距在制造光栅时是已知的, 所以光栅的移动距离就可以通过电气系统自动地测量出来。读取莫尔条纹数目一般通过观测缝隙和光电转换装置完成, 如图 4.5-11(a) 所示。

如果光栅的刻线为 100 条, 即栅距为  $0.01\text{mm}$  时, 人们



是无法用肉眼来分辨的,但它的莫尔条纹却清晰可见,所以莫尔条纹是一种简单的放大机构。其放大倍数,取决于两光栅刻线的交角 $\theta$ ,如 $\omega=0.01\text{mm}$ , $W=10\text{mm}$ ,则其放大倍数 $1/\theta=W/\omega=1000$ 倍,这是莫尔条纹系统的特点。莫尔条纹的另一特点就是平均效应:由于莫尔条纹是由若干条光栅线纹共同干涉形成的,所以莫尔条纹对光栅个别线纹之间的栅距误差具有平均效应,能消除光栅栅距不均匀所造成的影响。所以用莫尔条纹测量长度,决定其精度的要素不是一根线,而是一组线的平均效应。其精度比单纯栅距精度高,尤其是重复精度有显著提高。

由图4.5-11(a)可见,由于标尺光栅的移动可以通过观测缝隙在光电管上得到信号。但这样得到的信号只能用于计数,还不能分辨运动方向,假若如图4.5-11(c)所示,安装两个相距 $W/4$ 的观测缝隙1和观测缝隙2,则通过观测缝隙1和观测缝隙2的光线分别为两个光电元件所接受。当光栅移动时,莫尔条纹通过两隙缝的时间不一样,所以光电元件所获得的电信号虽然波形一样但相位相差 $1/4$ 周期,与光电码盘原理一致,哪路信号超前或滞后,取决于标尺光栅的移动方向,由此可以确定位移方向。如当标尺光栅向右运动时,莫尔条纹向下移动,观测缝隙1输出信号的波形超前 $1/4$ 周期,则当标尺光栅向左移动时,莫尔条纹向上移动,观测缝隙1输出信号的波形将滞后 $1/4$ 周期,这样根据两隙缝输出信号的相位超前和滞后的关系,可以确定标尺光栅移动的方向。

计量光栅具有测量距离长、精度高、响应速度较快等优点,是数控机床和数显系统常用的检测元件。

## 2.2 执行电动机

伺服系统可选择的执行机构包括电动机、液压装置、气动装置、电磁离合器等,最常用的是电动机,电动机是电气伺服系统的执行机构,也是伺服系统的直接控制对象。

### 2.2.1 伺服系统对执行电动机的要求

电动机是伺服系统关键的执行部件,伺服系统的性能很大程度上取决于电动机的选择。伺服系统一般要求为:

- (1) 电动机必须提供足够的输出功率和输出转矩,满足负载的运动性能要求。
- (2) 电动机必须具有良好的低速性能,以获得较高的定位精度。
- (3) 电动机必须可运行在较高的速度,以获得较高的工作效率。
- (4) 为了提高系统的快速性,要求电动机能快速启停和快速正反转,因此电动机转子惯量要小,以获得尽可能大的加速度。

为满足上述要求,在选择常用交直流伺服电动机时需要考虑的参数主要有功率、调速范围、峰值转矩、功率密度、转矩/惯量比、转矩/电流比等,对于开环伺服常用的步进电动机,主要选择的参数是步距角、转矩和工作频率等。

### 2.2.2 伺服系统常用电动机类型

可供伺服系统选择的电动机种类有很多,主要有以下三大类:

- (1) 步进电动机:包括磁阻式步进电动机和混合式步进电动机。
- (2) 直流电动机:包括传统直流伺服电动机、低惯量无槽直流电动机、直流力矩电动机等。
- (3) 交流电动机:包括永磁无刷直流电动机、永磁同步电动机、交流异步伺服电动机、开关磁阻电动机等。

步进电动机从原理上讲是一种低速同步电动机,由于驱动器形成的步进磁场使电动机转子步进式转动。经过几十年的发展,步进电动机逐渐形成以混合式和磁阻式为主的格局,其中混合式步进电动机是在永磁转矩和磁阻转矩共同驱动下运行的,可以得到更好的控制性能和精度,在步进伺服中运用较多。总体来说,步进电动机主要用于低成本的开环伺服方案。直流电动机由于存在机械式换向器,带来了结构复杂、可靠性低等问题,必将逐渐被交流伺服系统取代。在交流伺服系统中,由于转矩脉动和噪声等问题,无刷直流电动机、开关磁阻电动机应用较少。对于伺服系统常用的功率范围,交流永磁电动机的转矩质量比为其他励磁电动机最大值的两倍左右,低速控制性能优异,所以永磁同步电动机在伺服中应用最为广泛。异步电动机在机床主轴等功率偏大、性能要求偏低的伺服中有一定的应用。随着微电子技术、电力电子技术和控制理论的发展,全数字化的交流永磁电动机驱动系统必将在伺服应用中占据越来越大的份额。

## 2.3 功率放大装置

功率放大装置是伺服系统的重要组成部分,在电气伺服中功率放大装置也就是电动机的驱动控制系统,它的作用是将控制信号放大、变换后通过电动机去驱动负载装置。因而它的性能的优劣将直接影响伺服系统的性能。在伺服系统的功率放大装置中,曾被采用过的有交磁放大机、磁放大器、电子管放大器、半导体晶体管放大器等。近年来,随着功率开关的迅速发展,MOSFET、IGBT、IPM模块等在伺服系统中得到了广泛的应用。伺服系统的功率放大器结构需要与其执行电动机类型相匹配。

步进电动机可看成一种多极对数的同步电动机,在其定子绕组建立一个步进旋转的磁场即可驱动转子旋转。所以一般步进电动机每相绕组采用功率开关进行开通关断控制,通过多相绕组的交替开通关断形成步进旋转磁场。驱动电路的控制模式可采用恒流斩波方式、调频调压方式、细分驱动方式等,其中细分驱动可缩小步进电动机的步进角,提高定位精度,在伺服控制中应用较多。

直流伺服电动机一般采用功率开关组成的相控整流器或PWM斩波器进行控制,高性能的伺服驱动系统一般采用高速全控型功率开关构成的PWM斩波器。具体结构及控制方式可参考本篇第2章的内容。

交流伺服电动机功率放大器一般采用高速全控型功率开关构成的逆变主回路,其中无刷直流电动机采用方波驱动方式,交流异步电动机和永磁同步电动机一般采用矢量控制的正弦波驱动方式。具体结构及控制方式可参考本篇第3、4章内容。

## 3 伺服系统的性能指标

一般调速系统的给定量为恒定值或随时间缓慢变化的值,而位置伺服系统的主要控制目标是迅速跟踪指令值的任意变化,因此伺服系统除了类似于一般调速系统的性能要求外,对输出的快速性、灵活性、准确性提出了更高的要求。另外,伺服系统可以在调速系统上增加一个位置环来构成,位置环的跟随性能也是一般调速系统所不具有的。本节中主要对伺服系统与调速系统有差异的性能指标进行具体描述,而对于一般调速系统一致的性能指标,如静差率、稳速精度、超调量、上升时间、调节时间、振荡次数、加(卸)载动态速降(升)、恢复时间等不做详细介绍,其具体描述可参考本篇第2章内容。

一般伺服系统采用时域性能指标,通常希望对特定的输



入指令,得到希望的动态响应和稳态性能。因此可以将伺服系统的性能指标分为稳态性能指标和动态性能指标,但两类指标并不是绝对分开的,相互间有密切关联。

### 3.1 稳态性能指标

(1) 稳态跟踪误差。当系统对输入信号的瞬态响应过程结束以后,在稳定运行时伺服系统执行机械实际位置与指令目标值之间的误差被定义为系统的稳态位置跟踪误差。一般采用几种典型的输入信号评价伺服系统的稳态跟踪误差,分别是位置输入、速度输入、加速度输入和正弦输入信号。位置输入时系统跟踪阶跃的位置指令,速度输入时系统跟踪阶跃的速度指令,加速度输入时系统跟踪阶跃的加速度指令,正弦输入时系统跟踪正弦变化的位置指令。

(2) 定位精度。定位精度是评价位置伺服系统位置控制准确度的性能指标,系统最终定位点与指令目标值间的静止误差定义为系统的定位精度,可以以角度、输出位移或脉冲数表示。对于一个位置伺服系统,定位精度一般需要达到其指令输入的最小设定单位——脉冲。

(3) 环路增益。当采用多环路控制时,位置误差至速度环给定的增益称为位置环增益  $K_P$ ,速度误差至转矩(或电流、加速度)环的增益称为速度环增益  $K_S$ ,转矩(或电流、加速度)环误差至输出的增益称为转矩(或电流、加速度)环增益  $K_T$ 。环路增益直接影响控制精度,增益越大,稳态误差越小,但增益过大会影响系统的稳定性。

(4) 最低跟踪角速度  $\Omega_{\min}$ (或线速度  $v_{\min}$ )。由于死区等非理想因素的影响,当伺服系统角速度(或线速度)指令低至一定程度时,伺服电动机将处于不转动或不稳定状态。最低跟踪角速度(或线速度)是指系统控制对象做匀速跟踪时所能达到的最低平稳角速度(或线速度),此时系统输出轴不应出现明显步进或不稳定现象。要使系统达到一定的定位精度,系统必须有足够低的最低跟踪角速度(或线速度),二者之间关系为

$$\Omega_{\min} \leq K_P \Delta\theta \quad (4.5-14)$$

式中:  $\Delta\theta$  为系统定位精度。

(5) 最大跟踪角速度  $\Omega_{\max}$ 。最大跟踪角速度(或线速度  $v_{\max}$ )是指系统跟踪误差不超过允许值时所达到稳定运行的最大输出角速度(或线速度),可表征伺服系统的快速性。

(6) 连续调速范围  $D$ 。

$$D = \frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = \frac{v_{\max}}{v_{\min}} \quad (4.5-15)$$

(7) 最大跟踪角加速度  $\epsilon_{\max}$ (或线加速度  $a_{\max}$ )。系统跟踪误差不超过允许值时,系统输出轴所能达到的最大角加速度(或线加速度)。

(8) 转速脉动率。指系统跟踪某一匀速指令时的最大速度波动率,该速度可以为角速度或线速度,以角速度为例可表示为

$$\delta = \frac{(\Omega_{\max} - \Omega_{\min})}{\Omega_{\text{mean}}} \times 100\% \quad (4.5-16)$$

式中:  $\Omega_{\max}$  和  $\Omega_{\min}$  是转速脉动时的瞬时最大值和最小值;  $\Omega_{\text{mean}}$  为转速平均值。

### 3.2 动态性能指标

(1) 稳定性。伺服系统必须是渐近稳定的,并且有一定的稳定裕量,这是对系统动态特性的基本要求。

(2) 时域性能指标。通常当系统处于静止协调状态(零初始状态)下,输入阶跃信号时系统的响应表征。主要指标

包括系统的最大允许超调量  $\sigma\%$ 、过渡过程时间  $t_s$  和振荡次数  $N$  等。

(3) 开环频域性能指标。如表征系统动态响应和稳定性的剪切频率、相角裕度和增益裕量等参数。

(4) 闭环频域性能指标。如振荡峰值  $M_r$  和频带宽度  $\omega_b$  等;伺服系统闭环幅频特性  $A(\omega)$  的最大值  $A(\omega_b)$  与  $A(0)$  的比值,称之为振荡峰值  $M_r$ ;当闭环幅频特性  $A(\omega_b) = 0.707$  时,所对应的角频率  $\omega_b$  称之为系统的带宽。

(5) 抗扰动能力。一般用扰动引起的系统响应特征表示。如抗负载扰动能力可用等速跟踪状态下负载扰动引起的系统响应特性表示,包括负载扰动所造成系统的最大瞬时误差  $e_{\text{mf}}$  和过渡过程时间  $t_{\text{sf}}$  等。

(6) 评价函数。如采用最优控制理论进行伺服系统设计,可采用评价函数表征系统的性能指标,设计目标可转换为评价函数达到最大值或最小值。评价函数是一个综合的性能指标,在伺服系统中广泛采用的有控制作用面积函数、平方误差积分、绝对误差积分、时间乘平方误差积分、时间乘绝对误差积分等。

需要说明的是,伺服系统时域和频域的性能指标是相互联系的。如阶跃响应的上升时间、超调量与频域的振荡峰值  $M_r$  和频带宽度  $\omega_b$  密切相关。但由于系统结构的复杂性和动态特性分析的复杂性,很难把时域给出的性能指标直接转换为频域指标。但实际应用中,大部分伺服系统都可以用二阶系统的瞬态响应来近似,所以可以根据二阶系统近似进行两域指标的变换,从而进行伺服系统的设计和校正。

## 4 伺服系统的设计

### 4.1 伺服系统的稳态设计

伺服系统的典型结构如图 4.5-12 所示。

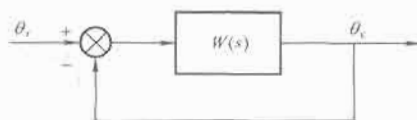


图 4.5-12 伺服系统典型结构图

其中,伺服系统的开环传递函数  $W(s)$  一般可写成

$$W(s) = \frac{K(1 + b_{m-1}s + \dots + b_0s^m)}{s^r(1 + a_{n-1}s + \dots + a_0s^{n-r})}, n \geq m \quad (4.5-17)$$

将式(4.5-17)中常数项为1的多项式部分表示为:  $N(s) = 1 + b_{m-1}s + \dots + b_0s^m$ ,  $D(s) = 1 + a_{n-1}s + \dots + a_0s^{n-r}$ , 则式(4.5-17)可简化成

$$W(s) = \frac{KN(s)}{s^r D(s)} \quad (4.5-18)$$

$r=0$  时系统被称为有差系统,  $r=1$  时系统被称为一阶无差系统,又称为 I 型系统;  $r=2$  时系统被称为二阶无差系统,又称为 II 型系统,如图 4.5-13 所示。更高阶伺服系统因难于稳定,较少采用。

假设角度输入信号用  $r(t)$  表示,角度输出信号用  $c(t)$

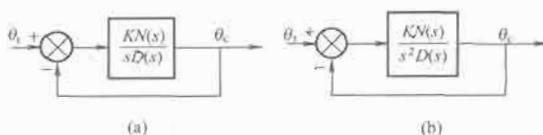


图 4.5-13 伺服系统两种典型结构图

(a) I 型系统; (b) II 型系统

表示,误差用  $e_s(t)$  表示,则拉氏变换下输入信号、输出信号和误差分别用  $R(s)$ 、 $C(s)$  和  $E(s)$  来表示。

$$E(s) = R(s) - C(s) = R(s) - \frac{W(s)}{1+W(s)}R(s) \\ = R(s) \frac{1}{1+W(s)} \quad (4.5-19)$$

由式(4.5-19)可以看出系统误差与输入信号有关,同时也与系统本身的传递函数  $W(s)$  及系统的结构形式有关。下面介绍几种不同信号输入下的稳态误差和系统设计原则,假定负载力矩及扰动作用都较小,可以不考虑其影响。

#### 4.1.1 位置输入下稳态误差及系统设计

位置输入信号如图 4.5-14 所示,它可以表示成  $r(t) = R \times 1(t)$  的函数形式,其特征参数是信号的幅值。

输入信号为

$$r(t) = R, R(s) = \frac{R}{s} \quad (4.5-20)$$

图 4.5-14 位置阶跃输入信号

对有差系统,误差为

$$E(s) = R(s) \frac{1}{1+W(s)} = R \frac{1}{s} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{D(s)}} \quad (4.5-21)$$

由拉氏变换的终值定理,求得有差系统的原理误差为

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{R}{s} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{D(s)}} = \frac{R}{1+K} \quad (4.5-22)$$

对 I 型系统,误差为

$$E(s) = R(s) \frac{1}{1+W(s)} = R \frac{1}{s} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{sD(s)}} \quad (4.5-23)$$

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{R}{s} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{sD(s)}} = 0 \quad (4.5-24)$$

对 II 型系统,误差为

$$E(s) = R \frac{1}{s} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{s^2D(s)}} \quad (4.5-25)$$

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{R}{s} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{s^2D(s)}} = 0 \quad (4.5-26)$$

对于位置输入信号来说,三种系统都是可以采用的,只是在采用有差系统时,应按式(4.5-21)保证一定的开环放大倍数以限制误差。一般应用较多的是 I 型系统。

#### 4.1.2 速度输入下稳态误差及系统设计

速度输入信号如图 4.5-15 所示,可以表示成  $r(t) = \Omega t$  的函数形式,特征参数是信号变化的速度  $\Omega$ 。

输入信号为

$$r(t) = \Omega t, R(s) = \frac{\Omega}{s^2} \quad (4.5-27)$$

对有差系统,误差为

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Omega}{s^2} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{D(s)}} \rightarrow \infty \quad (4.5-28)$$

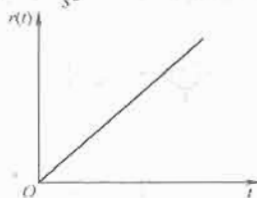


图 4.5-15 速度输入信号

对 I 型系统,误差为

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Omega}{s^2} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{sD(s)}} = \frac{\Omega}{K} \quad (4.5-29)$$

对 II 型系统,误差为

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Omega}{s^2} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{s^2D(s)}} = 0 \quad (4.5-30)$$

由上可见,对速度输入信号,有差系统的误差为无穷大,所以只能选择 I 型或者 II 型系统,而对于 I 型系统,应该增大开环放大倍数,这样误差才能够保证在允许范围之内。

速度品质因数  $K_v$ , 它定义为输入信号的速度和速度输入稳态误差的比值,即产生单位速度稳态误差的速度指令值为

$$K_v = \frac{\Omega}{e_{s\Omega}} \quad (4.5-31)$$

$$\text{因此 } K_v = \frac{\Omega}{\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\Omega}{s^2} \frac{1}{1+W(s)}} = \lim_{s \rightarrow 0} s [1+W(s)] \quad (4.5-32)$$

由式(4.5-29)和式(4.5-30)可知,对 I 型系统,  $K_v = K$ , 对 II 型系统,  $K_v = \infty$ 。

#### 4.1.3 加速度输入下稳态误差及系统设计

加速度输入信号如图 4.5-16 所示,可以表示成  $r(t) = \frac{1}{2} \epsilon t^2$ , 特征参数是信号变化的加速度  $\epsilon$ 。

输入信号为

$$r(t) = \frac{1}{2} \epsilon t^2, R(s) = \frac{\epsilon}{s^3} \quad (4.5-33)$$

图 4.5-16 加速度输入信号

对有差系统,误差为

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\epsilon}{s^3} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{D(s)}} \rightarrow \infty \quad (4.5-34)$$

对 I 型系统,误差为

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\epsilon}{s^3} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{sD(s)}} \rightarrow \infty \quad (4.5-35)$$

对 II 型系统,误差为

$$e_s(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} sE(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\epsilon}{s^3} \frac{1}{1+\frac{KN(s)}{s^2D(s)}} = \frac{\epsilon}{K} \quad (4.5-36)$$

可知,对于加速度输入信号,有差系统和 I 型系统的误差均为无穷大,只能采用 II 型系统,而且需要具有足够大的开环放大倍数  $K$  才能够把误差限制在规定的范围之内。

类似于速度输入的速度品质因数,也可以引入加速度品质因数  $K_a$  的概念,把它定义为

$$K_a = \frac{\epsilon}{e_{s\epsilon}} \quad (4.5-37)$$

表示产生单位加速度误差时的加速度值,根据定义式有

$$K_a = \frac{\epsilon}{\lim_{s \rightarrow 0} s \frac{\epsilon}{s^3} \frac{1}{1+W(s)}} = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 [1+W(s)] \quad (4.5-38)$$

于是由式(4.5-35)和式(4.5-36),对I型系统,  $K_e = 0$ , 对II型系统  $K_e = K$ 。

#### 4.1.4 一般情况下(等效正弦输入)稳态误差及系统设计

在工程上,常采用“等效正弦”的方法来检验出现最大角速度和最大角加速度时系统的误差,此时输入信号可表示为

$$\begin{aligned} r(t) &= R_m \sin \omega_k t \\ r(\dot{t}) &= \Omega_m \cos \omega_k t \\ r(\ddot{t}) &= -\varepsilon_m \sin \omega_k t \end{aligned} \quad (4.5-39)$$

在式(4.5-39)中,  $\Omega_m$ 、 $\varepsilon_m$  分别为正弦运动时最大角速度与最大加速度幅值。于是有

$$\begin{cases} R_m = \frac{\Omega_m^2}{\varepsilon_m} \\ \omega_k = \frac{\varepsilon_m}{\Omega_m} \end{cases} \quad (4.5-40)$$

等效正弦输入下,系统的稳态误差亦以角频率  $\omega_k$  做正弦变化,误差幅值可表示为

$$E_m = \frac{R_m}{|1 + W(j\omega_k)|} \quad (4.5-41)$$

一般  $\omega_k$  很小,处于系统的低频段,因此有  $|W(j\omega_k)| \gg 1$ ,于是,式(4.5-41)可近似为

$$E_m \approx \frac{R_m}{|W(j\omega_k)|} \quad (4.5-42)$$

设系统允许稳态误差为  $E_s$ ,则需使  $E_m \leq E_s$ ,即

$$|W(j\omega_k)| \geq \frac{R_m}{E_s} \quad (4.5-43)$$

根据式(4.5-43),保证系统的开环频率放大倍数足够大,即可满足正弦输入下的稳态精度要求,因为对一般的伺服系统输入的信号都是低频率,所以这个结论具有一般的适用性。反映到系统的对数幅频特性,则有

$$L(\omega_k) = 20 \lg |W(j\omega_k)| \geq 20 \lg \frac{R_m}{E_s} \quad (4.5-44)$$

将对应  $\omega_k$  的值的  $L(\omega_k)$  值标注在系统的开环对数幅频特性上,见图4.5-17中的A点,称A点为精度点,A点的  $\omega_k$  和  $L(\omega_k)$  的值分别为

$$\omega_k = \frac{\varepsilon_m}{\Omega_m} \quad (4.5-45)$$

$$L(\omega_k) = 20 \lg \frac{R_m}{E_s} = 20 \lg \frac{\Omega_m^2}{\varepsilon_m E_s} \quad (4.5-46)$$

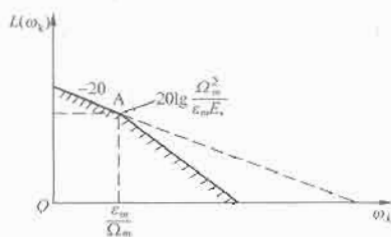


图4.5-17 一般情况下(等效正弦输入)开环对数幅频特性禁区

只要系统的开环对数幅频特性  $L(\omega_k)$  在A点之上,则系统满足正弦输入下的稳态精度要求。

## 4.2 伺服系统的动态设计

### 4.2.1 调节器校正

对于闭环伺服控制系统,常用串联校正和并联校正方式进行动态性能的调整。校正装置串联配置在前向通道的校正方式称为串联校正,一般把串联校正单元称为调节器,所以

又称为调节器校正;而校正装置在反馈通道则称为并联校正或反馈校正。

因为调节器校正装置处于系统的信号端,实现容易,因此调节器校正方式在伺服控制系统中的应用最普遍。调节器校正的基本结构如图4.5-18所示,图中  $G_c(s)$  为校正装置的传递函数,  $G_x(s)$  为伺服系统的开环传递函数,设预期的(校正后希望的)系统开环传递函数为  $G_o(s)$ ,则有  $G_o(s) = G_c(s)G_x(s)$ 。

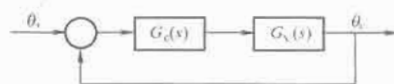


图4.5-18 调节器校正结构图

对于伺服控制系统,动态校正的目的是使得校正后的系统既有良好的跟随性能,又有良好的抗扰性能;既有良好的动态过渡过程,又有较高的稳态精度。要同时实现这些目标并不容易,因为某些指标往往是互相矛盾的。线性控制系统开环对数频率特性一般可划分为三个频段,即低频段、中频段和高频段,三个频段的形状取决于系统的类型及开环放大系数  $K$ ,系统的动态性能指标与三个频段的形状、参数密切相关。如低频段可以确定系统的稳态误差,而中频段表征了系统的动态性能。中频段的特征参数有开环截止频率(剪切频率)  $\omega_c$ 、相角裕量  $\gamma$ 、幅值裕量  $K_g$  及中频宽度。高频段则可反映系统的抗干扰能力。为得到一个折中的优化方案,工程上一般采用典型的动态系统开环最优模型作为系统的预期开环传递函数,这样调节器的设计即可按原系统与预期系统的差异进行设计。典型的动态系统开环最优模型可采用基于所谓“振荡指标法”的典型I型系统及典型II型系统:

(1) 典型I型系统,超调小,抗扰性能稍差,其开环传递函数为

$$W(s) = \frac{1}{2Ts(Ts+1)} \quad (4.5-47)$$

闭环传递函数  $\Phi(s) = \frac{1}{2T^2s^2 + 2Ts + 1}$  (4.5-48)

(2) 典型II型系统,超调稍大,抗扰性能好,其开环传递函数为

$$W(s) = \frac{4Ts+1}{8T^2s^2(Ts+1)} \quad (4.5-49)$$

闭环传递函数  $\Phi(s) = \frac{4Ts+1}{8T^3s^3 + 8T^2s^2 + 4Ts + 1}$  (4.5-50)

改变式(4.5-47)和式(4.5-49)中的  $K$ 、 $T$ 、 $\tau$  等参数,可得到不同的动态调节特性。一般来说,在进行伺服系统位置控制或速度控制校正时,为兼顾系统的动态跟随性能和抗扰性能,通常希望获得2-1-2型的中频段,即典型II型系统的开环对数频率特性,其形状如图4.5-19所示。2-1-2型的中频段特点是开环对数幅频特性在  $\omega_c$  处的斜率为  $-20\text{dB/dec}$ ,而其与低频及高频段连接的过渡频段都具有  $-40\text{dB/dec}$  的斜率。此时将典型II型系统的开环传递函数式(4.5-49)改写为

$$W(s) = \frac{K \left( \frac{1}{\omega_1} s + 1 \right)}{s^2 \left( \frac{1}{\omega_2} s + 1 \right)} \quad (4.5-51)$$

其中频宽度  $h$  可表示为

$$h = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (4.5-52)$$

可以看出,开环对数频率特性的形状取决于开环放大系数  $K$  与时间常数  $1/\omega_1$ 、 $1/\omega_2$ 。一般来说中频宽度  $h$  小且高频

噪声小时,技术上容易实现,因此应力求在较小的 $h$ 条件下得到期望的振荡指标 $M_p$ 、 $h$ 值、开环放大系数 $K$ 及时间常数的具体选择方法可参看本篇第6章。

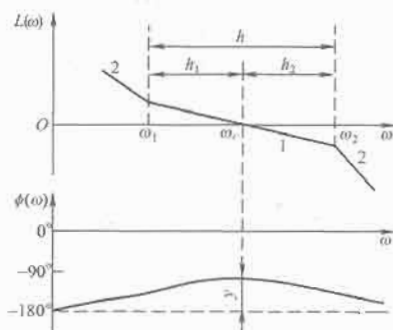


图 4.5-19 典型 2-1-2 型系统频率特性

实际伺服系统的数学模型往往阶次是比较高的,如果直接按照其与典型系统间的差异实现零点、极点对消而设计调节器,调节器必然包括较多的微分环节,算法实现较难,并且容易引入高频干扰。因此在工程设计中一般需要先对阶次较高的实际模型进行近似的简化处理,这样就可以通过几种标准的调节器将系统校正到所需的典型系统。校正中最常用的几种标准调节器有比例—微分(PD)调节器、比例—积分(PI)调节以及比例—积分—微分(PID)调节器等,设计中可根据实际伺服系统的特征进行选择应用。

1) PD 调节器校正。在伺服系统中,一般都包含惯性环节和积分环节,这使得系统的快速性变差,也使系统的稳定性变差,甚至造成不稳定。若在系统的前向通道上串联 PD 调节器校正装置,就可以使得相位超前,以抵消惯性环节和积分环节使相位滞后而产生的不良后果,因此 PD 调节器校正也叫超前校正。PD 调节器的传递函数可描述为

$$G_c(s) = K_P(1 + \tau_D s) \quad (4.5-53)$$

超前校正利用 PD 调节器在一段频率范围上的相位超前作用,适用于稳定裕量和开环截止频率 $\omega_c$ (即动态性能)不满足要求,而稳态性能要求不高,或虽要求较高,但可用其他方法满足的系统。

2) PI 调节器校正。在伺服系统中,要实现无静差,一般必须在前向通道上(扰动动量,则在扰动作用点前)设置积分环节,采用 PI 调节器可以满足这一要求。由于 PI 串联校正会使系统的相位滞后,减小相角裕量,从而使系统的稳定性变差,因此也被称为滞后校正。

如果系统的稳态性能满足要求,并有一定的稳定裕量,而稳态误差较大,则可以用 PI 调节器进行校正,PI 调节器的传递函数可描述为

$$G_c(s) = K_P \left( \frac{\tau_I s + 1}{\tau_I s} \right) \quad (4.5-54)$$

3) PID 调节器校正。根据前述分析,微分校正主要用于改善系统的稳定性或动态特性,而积分校正主要用于改善系统的稳态精度或静态特性。如果将上述 PD 串联校正装置和 PI 串联校正装置联合使用,即构成 PID 调节器或称为滞后-超前校正装置,合理设计则可以综合改善伺服系统的动态和静态特性。PID 串联校正装置的传递函数为

$$G_c(s) = K_P \left( 1 + \frac{1}{\tau_I s} + \tau_D s \right) \quad (4.5-55)$$

#### 4.2.2 局部反馈校正

与上述串联方式相对应的是并联校正,一般并联校正都是以反馈的形式作用的,所以又常常称为反馈校正。反

馈校正的主要目的是根据给定系统的性能指标,确定局部反馈通道中校正装置的传递函数,即确定校正装置的结构和参数。

具有局部反馈校正的单位反馈系统如图 4.5-20 所示。其中 $G_1(s)$ 、 $G_2(s)$ 、 $G_3(s)$ 为伺服系统的原始开环传递函数,局部反馈校正环节作用于其中的 $G_2(s)$ 环节。伺服系统原始开环传递函数为

$$G_x(j\omega) = G_1(j\omega)G_2(j\omega)G_3(j\omega) \quad (4.5-56)$$

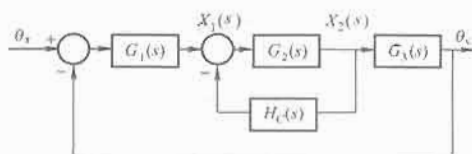


图 4.5-20 具有局部反馈校正的单位反馈系统

这一系统的设计思路可以仿照串联调节器校正的设计方法进行。首先采用一过渡环节 $G_d(s)$ 替代局部反馈部分,如图 4.5-21 所示。这样,根据原系统与预期系统的差异进行设计,可得到一个串联调节器形式的 $G_d(s)$ 传递函数。

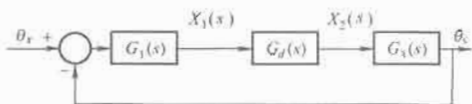


图 4.5-21 等效为串联调节器校正的局部反馈校正系统

局部反馈部分与串联调节器 $G_d(s)$ 等效,则有

$$G_d(j\omega) = \frac{G_2(j\omega)}{1 + G_2(j\omega)H_c(j\omega)} \quad (4.5-57)$$

根据式(4.5-57)可以得到反馈传递函数 $H_c(s)$ 。

分两种特殊情况讨论局部反馈对系统的作用:

(1) 当 $|G_2(j\omega)H_c(j\omega)| \gg 1$ 时,有

$$X_2(j\omega)/X_1(j\omega) \approx 1/H_c(j\omega) \quad (4.5-58)$$

从而可以得到校正后系统的近似开环频率特性为

$$G(j\omega) \approx \frac{G_1(j\omega)G_3(j\omega)}{H_c(j\omega)} = \frac{G_x(j\omega)}{G_2(j\omega)H_c(j\omega)} \quad (4.5-59)$$

可以看出,当闭环部分开环传递函数幅值远大于1时,闭环部分的等效传递函数近似等于反馈校正环节传递函数的倒数,而与系统固有部分传递函数 $G_2(s)$ 无关。

(2) 当 $|G_2(j\omega)H_c(j\omega)| \ll 1$ 时,有

$$X_2(j\omega)/X_1(j\omega) \approx G_2(j\omega) \quad (4.5-60)$$

从而可以得到校正后系统的近似开环频率特性为

$$G(j\omega) \cong G_x(j\omega) \quad (4.5-61)$$

可以看出,当闭环部分开环传递函数幅值远小于1时,闭环部分的等效传递函数近似等于系统固有部分传递函数 $G_2(s)$ ,反馈校正环节对系统基本不起作用。

在工程上为简化设计问题,在对校正后系统进行对数频率特性分析时,当 $|G_2(j\omega)H_c(j\omega)| > 1$ 时,可近似认为式(4.5-59)成立;当 $|G_2(j\omega)H_c(j\omega)| < 1$ 时,可近似认为式(4.5-61)成立,表示为

$$G(j\omega) \approx \begin{cases} \frac{G_1(j\omega)G_3(j\omega)}{H_c(j\omega)} = \frac{G_x(j\omega)}{G_2(j\omega)H_c(j\omega)}, & \text{当 } |G_2(j\omega)H_c(j\omega)| > 1 \\ G_x(j\omega), & \text{当 } |G_2(j\omega)H_c(j\omega)| < 1 \end{cases} \quad (4.5-62)$$



式(4.5-62)会带来一定的计算误差,但对初步的工程设计来说是允许的。

#### 4.2.3 位置单闭环伺服系统动态设计

具体到一个伺服系统的设计,一般会综合调节器校正与反馈校正形成多个闭环,如位置环、速度环、电流环等,采用由内而外的设计原则设计各个环路的校正参数,实现所需动态特性。针对不同工况和特性要求,可以有选择地设计环路结构。常用的有位置单闭环、位置速度双闭环、位置速度电流三闭环等不同方案,以下分别予以介绍。

为了提高伺服系统的快速性,可以不设转速闭环和电流闭环,而只进行位置闭环控制,这样就构成了一个位置单闭环伺服系统。由于这里没有限制过渡过程的电流,因此只适用于电动机允许过载倍数较高,即允许电流范围较大的场合,一般是中小功率的伺服系统。系统中伺服电动机由输入电压到输出位置的传递函数可表示为

$$W_D(s) = \frac{K_D}{s(T_e T_m s^2 + T_m s + 1)} \quad (4.5-63)$$

式中:  $K_D$  为增益;  $T_e$  为电动机电磁时间常数;  $T_m$  为电动机机电时间常数。

考虑到功率放大器的滞后时间,可表示为一阶惯性系统:

$$W_s(s) = \frac{K_s}{T_s s + 1} \quad (4.5-64)$$

则未校正伺服系统的传递函数可写为

$$W_{op}(s) = \frac{K_D K_s}{s(T_s s + 1)(T_e T_m s^2 + T_m s + 1)} \quad (4.5-65)$$

系统方框图如图 4.5-22 所示,其中  $W_{APR}(s)$  为位置调节器。

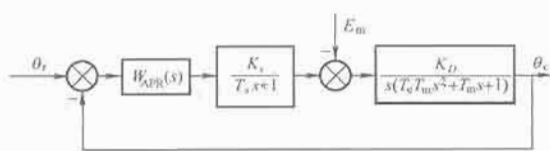


图 4.5-22 位置反馈单闭环随动系统

为便于位置单闭环系统的设计与校正,首先将未校正系统做预先的简化处理。一般来说,电动机的电磁时间常数远小于机电时间常数,此时,可将电动机传递函数变形为

$$W_D(s) \approx \frac{K_D}{s(T_e s + 1)(T_m s + 1)} \quad (4.5-66)$$

则未校正伺服系统的传递函数可改写为

$$W_{op}(s) \approx \frac{K_D K_s}{s(T_s s + 1)(T_e s + 1)(T_m s + 1)} \quad (4.5-67)$$

通常将其校正为典型 I 型系统或 II 型系统。

要将系统校正为典型 I 型系统,应采用 PD 调节器,其传递函数为

$$W_{APR}(s) = K_{APR} \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_2 s + 1} \quad (4.5-68)$$

式中:  $\tau_2$  是一个小惯性时间常数。

令  $\tau_1 = T_m$ , 实现一个零点和极点对消,再将小时间常数合并,令  $T_{\Sigma 0} = \tau_2 + T_e + T_s$ , 令  $K = K_{APR} K_D K_s$ , 则系统

开环传递函数为

$$W_P(s) = W_{APR}(s)W_{op}(s) = \frac{K}{s(T_{\Sigma 0} s + 1)} \quad (4.5-69)$$

要将系统校正为典型 II 型系统,可采用如下形式的 PID 调节器:

$$W_{APR}(s) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{\tau_0 s} \quad (4.5-70)$$

令  $\tau_1 = T_m$  以实现零极点对消,合并小时间常数  $T_{\Sigma 0} = T_s + T_e$ , 令  $K = K_D K_s / \tau_0$ , 则系统开环传递函数为

$$W_P(s) = W_{APR}(s)W_{op}(s) = \frac{K(\tau_2 s + 1)}{s^2(T_{\Sigma 0} s + 1)} \quad (4.5-71)$$

以上典型 I 型与典型 II 型系统参数可根据伺服系统动态指标的要求进行选择,同时兼顾稳态特性的要求。

位置单闭环系统具有以下特点:

(1) 由于只有一个位置环,可得到较高的截止频率和对给定信号的快速响应。

(2) 系统无转速反馈闭环控制,使摩擦、间隙等非线性因素得不到抑制,只能用在这些问题不突出的场合。

(3) 系统无快速的电流环抑制负载扰动,负载扰动的影响必须引起位置误差后才能通过位置环进行调节,从而使动态误差增大。因此这种系统只用于负载较轻,扰动不大的场合。

#### 4.2.4 带有速度反馈的双闭环伺服系统动态设计

在位置环内加入一个速度环就构成了位置速度双闭环伺服系统。加入速度反馈可以大大削弱参数变化的影响,可以抑制摩擦、间隙等非线性的不良作用,这时的系统结构如图 4.5-23 所示。

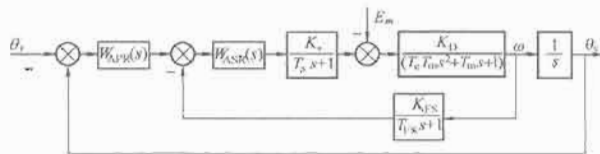


图 4.5-23 带速度反馈的双闭环伺服系统

考虑到速度反馈环节的变比系数和延时,速度反馈环节的传递函数为

$$W_{FS}(s) = \frac{K_{FS}}{T_{FS} s + 1} \quad (4.5-72)$$

在校正之前,转速闭环部分开环传递函数为

$$W_{as}(s) = \frac{K_D K_s K_{FS}}{(T_{FS} s + 1)(T_s s + 1)(T_e T_m s^2 + T_m s + 1)} \quad (4.5-73)$$

其开环对数幅频特性以 -40dB/dec 穿越 0 分贝线,稳定性差,截止频率也低。此时可采用与位置单闭环系统类似的方法设计速度环调节器  $W_{ASR}(s)$  参数。首先将式(4.5-73)简化为

$$W_{as}(s) \approx \frac{K_D K_s K_{FS}}{(T_{FS} s + 1)(T_s s + 1)(T_e s + 1)(T_m s + 1)} \quad (4.5-74)$$

之后通过 PD、PID 等类型的速度环调节器,可将系统校正为典型的 I 型系统或 II 型系统,其参数同样根据伺服系统动态指标的要求进行选择,同时需兼顾稳态特性的要求。

考虑到速度环的截止频率要远高于位置环截止频率,所以在进行位置环设计时可以不考虑速度闭环部分的动态过

程。以将速度环校正为Ⅰ型系统为例,速度环闭环传递函数可写为

$$\Phi_{cs}(s) = \frac{1}{K_{FS}} \cdot \frac{1}{2T_{\Sigma\Omega}^2 s^2 + 2T_{\Sigma\Omega} s + 1} \approx \frac{1}{K_{FS}(2T_{\Sigma\Omega} s + 1)} \quad (4.5-75)$$

式中:  $T_{\Sigma\Omega}$  为速度闭环部分小惯量时间常数之和。此时位置环开环传递函数可写为

$$W_P(s) = W_{APR}(s) \Phi_{cs}(s) \frac{1}{s} = W_{APR}(s) \frac{1}{K_{FS}s(2T_{\Sigma\Omega} s + 1)} \quad (4.5-76)$$

分典型Ⅰ型和典型Ⅱ型系统说明采用“振荡指标法”设计位置外环调节器的方法:

(1) 将位置环按典型Ⅰ型系统设计,位置调节器应选比例环节,且

$$W_{APR}(s) = \alpha \frac{K_{FS}}{2T_{\Sigma\Omega}} \quad (4.5-77)$$

式中:  $\alpha = \frac{M_p^2 + M_p \sqrt{M_p^2 - 1}}{2}$ ;  $M_p$  为振荡指标,取值为1~

1.17。若按模最优,  $M_p = 1$ ,  $\alpha = \frac{1}{2}$ , 则有

$$W_{APR}(s) = \frac{K_{FS}}{4T_{\Sigma\Omega}} \quad (4.5-78)$$

Ⅰ型系统与Ⅱ型系统相比,具有较大的稳定性裕量,但对速度输入及恒值负载扰动,都存在稳态误差。

(2) 将位置环按典型Ⅱ型系统设计,位置调节器为PI调节器:

$$W_{APR}(s) = K_{APR} \frac{\tau s + 1}{\tau s} \quad (4.5-79)$$

按振荡指标法,中频宽  $h$  一定时,振荡指标  $M_p$  最小,或者在  $M_p$  给定时,可使  $h$  最小,从而在技术上最易实现。这时,  $M_p$  与  $h$  之间有一一对应关系,且

$$\begin{cases} \tau = 2hT_{\Sigma\Omega} \\ K_{APR} = \frac{h+1}{8h^2} \frac{K_{FS}}{T_{\Sigma\Omega}^2} \end{cases} \quad (4.5-80)$$

伺服系统一般要求跟随性能好,超调量小,可取  $M_p = 1.25 \sim 1.67$ , 对应中频宽  $h = 4 \sim 9$ , 具体选择取决于动态指标要求。

带速度反馈的双闭环伺服系统具有以下特点:

- 1) 系统采用了速度内环,可以抑制摩擦、间隙等非线性因素对位置环的影响,提高了位置环的控制精度。
- 2) 对控制输入的响应速度稍慢于位置单闭环系统。
- 3) 与位置单闭环系统一样,系统无快速的电流环抑制负载扰动,负载扰动的影响必须引起速度误差后才能通过速度环进行调节。
- 4) 速度反馈降低了系统的开环增益,从而影响了系统的稳态精度。

为克服上述特点(4),可以将转速负反馈改用转速微分

负反馈。此时,反馈环节传递函数为

$$W_{FS}(s) = \frac{K_{FS}s}{T_{FS}s + 1} \quad (4.5-81)$$

采用转速微分反馈不影响系统的稳态控制精度,其参数设计可以采用与转速负反馈相同的设计方法实现。

#### 4.2.5 电流、速度、位置三闭环伺服系统动态设计

电流、速度、位置三闭环系统是伺服中广泛应用的一种典型结构。从内到外,它具有电流环、速度环和位置环,如图4.5-24所示。设计时和多环调速系统一样,由内环到外环逐一进行。每个环都可以根据振荡指标法,按典型系统设计。

图4.5-24中  $W_{ACR}(s)$  为电流环调节器,  $J$  为系统惯量,  $k_T$  为电动机转矩系数。考虑到电流反馈环节的比例系数和延时,其传递函数可以写为

$$W_{FC}(s) = \frac{K_{FC}}{T_{FC}s + 1} \quad (4.5-82)$$

在校正之前,电流闭环部分开环传递函数为

$$W_{\alpha}(s) = \frac{K_s K_{FC}}{R(T_{FC}s + 1)(T_s s + 1)(T_e s + 1)} \quad (4.5-83)$$

之后通过PD、PI及PID等类型的电流环调节器,可将系统校正为典型的Ⅰ型系统或Ⅱ型系统,电流环内部扰动因素较少,一般常常被校正为典型的Ⅰ型系统,以获得较快的动态响应。此时,电流环调节器形式为PI调节器:

$$W_{APR}(s) = K_{ACR} \frac{\tau s + 1}{\tau s} \quad (4.5-84)$$

令  $\tau = T_e$  以实现零极点对消,合并小时间常数  $T_{\Sigma I} = T_s + T_{FC}$ , 令  $K_{ACR} = \frac{\tau R}{2K_s K_{FC} T_{\Sigma I}}$ , 则电流闭环部分的开环传递函数为

$$W_C(s) = W_{ACR}(s) W_{FC}(s) = \frac{1}{2T_{\Sigma I}s(T_{\Sigma I}s + 1)} \quad (4.5-85)$$

此时,如果速度环的截止频率与电流环相比足够低,可用一惯性环节代替电流环,即

$$\Phi_{cc}(s) \approx \frac{1}{K_{FC}(2T_{\Sigma I}s + 1)} \quad (4.5-86)$$

之后即可按4.2.4节描述的“振荡指标法”依次设计速度环与位置环。

三环系统的主要特点有:

- (1) 当速度环与电流环内部的某些环节参数发生变化时,电流反馈与速度反馈能对它们起到很好的抑制作用,位置环的动态误差较小。
- (2) 每个环都按典型系统,照规范由内至外依次进行设计,比较简单,且易于调整。
- (3) 三环系统的主要缺点是对控制的响应较慢,因为每

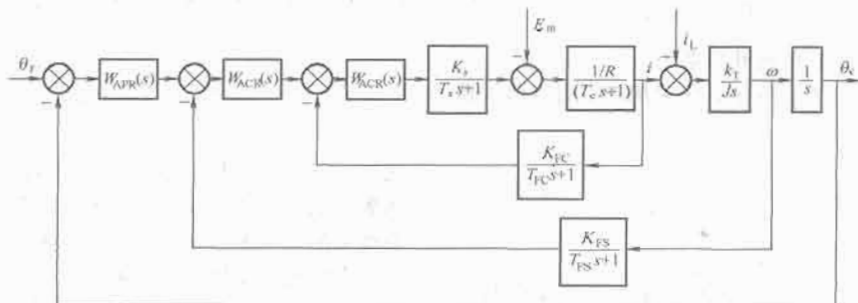


图4.5-24 电流、速度、位置三闭环伺服系统

次由内环设计到外环时都要采用内环的等效环节。而这种等效传递函数之所以能够成立,是以外环的截止频率远低于内环为先决条件的。这样,位置环的截止频率就被限制得很低,从而限制了系统的快速性。

### 4.3 伺服系统的复合控制

对于一个控制系统,要减小稳态误差,可以利用串联校正增加开环放大系数,或采用PI校正增加开环传递函数积分的数目。而以上措施都将给系统的稳定性带来困难或使其相对稳定性变差,所以,系统的稳态响应要求和暂态响应要求是相互矛盾的,常需要在它们之间进行某些折中。但当对系统的稳态性能和暂态性能要求均很高,或者系统存在着很强的扰动时,这种折中往往不可能实现。在此情况下,采用扰动补偿的方法,即前馈控制的复合控制方法,就可以较好地解决这一问题。伺服系统之所以存在误差,有两方面的原因:一是系统受到各种扰动作用,比如输入扰动不断作用于系统;二是系统本身的结构、参数变化。所谓扰动补偿,就是把扰动测量出来,通过补偿装置对控制系统加一个相反的作用,来抵消扰动对系统的作用。

#### 4.3.1 不变性原理

系统对于扰动的不变性,即指通过补偿装置,使扰动对输出没有影响。图4.5-25是对扰动 $N(s)$ 补偿的系统方框图。当系统引入 $G_n(s)$ 后,使系统的输出 $\theta_c$ 不受负载干扰的影响,称为 $\theta_c$ 对扰动 $N(s)$ 具有不变性。

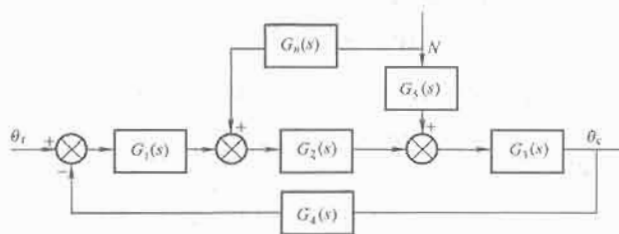


图 4.5-25 扰动补偿复合控制系统

使系统的误差与输入作用无关,称系统对输入作用具有不变性。图4.5-26是对输入作用补偿的系统方框图,该系统除构成了按误差控制的闭环外,还增加了测量和补偿通道 $G_r(s)$ ,产生一个补偿信号,从而使误差减小,甚至完全消除误差。

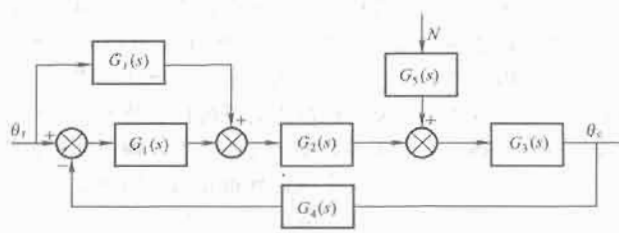


图 4.5-26 输入前馈补偿复合控制系统

设计伺服系统时,一般有下列几种不变性。

- (1) 绝对不变性:如果系统在扰动 $N(s)$ 作用下,系统中某个物理变量如误差 $e(t)$ 绝对不受其影响。
- (2) 稳态不变性:是指系统在扰动 $N(s)$ 作用下,允许 $e(t)$ 有自由分量但没有稳态分量。
- (3) 准确 $\epsilon$ 的不变性:系统在扰动 $N(s)$ 的整个作用时间内, $e(t)$ 受到的影响引起的变化小于 $\epsilon$ ( $\epsilon$ 是预先给定的允许误差)。
- (4) 准确到某高阶无差度的不变性:系统对0阶到某高

阶的扰动均不产生误差。

(5) 选择不变性:当控制系统有多个扰动作用时,系统中的某一个或几个物理变量只对扰动中的一个或几个具有不变性。

在实际设计中,绝对和稳态不变性往往受到各种条件的限制难以实现,最常见的是后几种近似不变性。从结构上看,复合控制系统是具有附加补偿通道的反馈系统。建立补偿通路是实现不变性的第一步,然后在双通道的基础上适当地选择有关参数来满足不变性条件。一般来说,作用于系统的扰动并非都能测量到,有些能直接测量,有些能间接测量,有些不能测量。因此,复合控制系统的设计分为直接测量与补偿的复合控制系统和间接测量与补偿的复合控制系统。

#### 4.3.2 对扰动的复合控制

以对干扰可以直接测量的系统为例,如果干扰可以直接测量,如图4.5-25所示,扰动 $N(s)$ 通过 $G_5(s)$ 作用于系统,从而使输出 $\theta_c$ 产生误差。为使 $\theta_c$ 对 $N(s)$ 具有不变性,该结构图采用了用 $G_n(s)$ 将补偿信号加入系统。

由系统的结构可分别写出输出对扰动和控制作用的传递函数为

$$\frac{\theta_c(s)}{N(s)} = \frac{[G_5(s) - G_n(s)G_2(s)]G_3(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)} \quad (4.5-87)$$

$$\frac{\theta_c(s)}{\theta_r(s)} = \frac{G_1(s)G_2(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)} \quad (4.5-88)$$

要使扰动不影响输出,则要求扰动传递函数分子为零,即

$$G_5(s) - G_n(s)G_2(s) = 0 \quad (4.5-89)$$

解出系统对扰动的不变性条件为

$$G_n(s) = \frac{G_5(s)}{G_2(s)} \quad (4.5-90)$$

可见,在图4.5-25所示的对扰动直接测量与补偿复合控制系统中,只要按式(4.5-90)选择补偿调节器 $G_n(s)$ 的参数,即可对系统的扰动进行补偿,同时不会影响系统的稳定性,也不会影响输入对系统的控制作用。对扰动的复合控制在伺服中的典型应用有基于负载转矩观测的前馈补偿控制等。

#### 4.3.3 对输入的复合控制

在伺服系统中,要求输出量精确地跟踪输入量,理想情况下应当使 $\Delta\theta \equiv \theta_r - G(s)\theta_c \equiv 0$ ,这就要求 $\Delta\theta$ 对输入量 $\theta_r$ 具有不变性,采用直接测量时,其系统结构图如图4.5-26所示。系统的闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{\theta_c(s)}{\theta_r(s)} = \frac{[G_1(s) + G_r(s)]G_2(s)G_3(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)} \quad (4.5-91)$$

误差传递函数为

$$\begin{aligned} W_e(s) &= \frac{\theta_r(s) - G(s)\theta_c(s)}{\theta_r(s)} = 1 - G_4(s)W_{cl}(s) \\ &= \frac{1 - G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)}{1 + G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)} \end{aligned} \quad (4.5-92)$$

根据不变性条件,要使误差为零,必须满足

$$G_r(s) = \frac{1}{G_2(s)G_3(s)G_4(s)} \quad (4.5-93)$$

对输入的复合控制在伺服中的典型应用为位置环的复合前馈控制。

#### 4.3.4 对输入和干扰共同作用的复合控制

对于干扰和输入可以直接测量的系统,如果要使系统的误差 $\Delta\theta$ 既对输入 $\theta_r$ 具有不变性,又对扰动 $N$ 具有不变性,就需附加两个补偿通道,相应控制结构如图4.5-27所示。

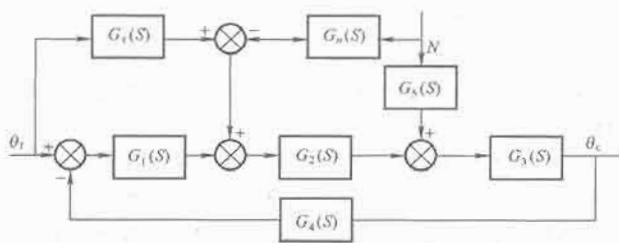


图 4.5-27 输入和扰动共同补偿的复合控制系统

如图 4.5-27 所示, 干扰  $N(t)$  通过两条通道作用于系统, 这两条通道分别是直接作用通道  $G_5(s)$  和  $G_n(s)G_2(s)$  反作用通道, 如使  $N(t)$  正反作用相抵消, 即满足

$$G_n(s) = \frac{G_5(s)}{G_2(s)} \quad (4.5-94)$$

才能使干扰  $N$  不影响系统的输出  $\theta_e$ , 也不影响系统的误差  $\Delta\theta$ , 即  $\theta_e$  和  $\Delta\theta$  对  $N$  具有不变性。

同时,  $\theta_i$  直接作用于系统的输入端,  $\theta_e$  通过  $G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s)$  反馈回来反作用于系统输入端, 因此需满足

$$G_1(s)G_2(s)G_3(s)G_4(s) = 1 \quad (4.5-95)$$

才能使输入端的正反作用相抵消, 从而使误差  $\Delta\theta$  为零, 这说明系统误差  $\Delta\theta$  对输入信号具有不变性。

从上面几种复合控制系统可见, 采用直接测量扰动并建立补偿通道的复合控制系统的特点是, 引入补偿通道后, 只影响闭环传递函数的分子, 不影响分母 (即闭环特征方程的根), 所以, 不影响系统原有的动态品质和稳定性。

#### 4.3.5 复合控制在位置环设计中的应用

复合控制设计方法在伺服系统位置控制环应用广泛。位置伺服系统作为连续的跟踪控制, 一般不希望位置出现超调和振荡, 以免造成位置控制精度下降。因此, 位置控制器一般采用比例调节器, 将位置伺服系统校正成典型 I 型系统。在这种情况下, 为保证控制精度, 减小稳态运行时的位置偏差, 应尽可能提高位置控制增益, 并选择尽可能低的进给速度, 这在很多情况下对伺服系统的应用是不利的。为此, 可采用前馈复合控制器, 来补偿对速度输入的跟随误差。另外, 现代伺服控制系统一般采用数字化控制, 所以传递函数采用离散化形式表示。位置环复合前馈控制系统结构可用图 4.5-28 表示。

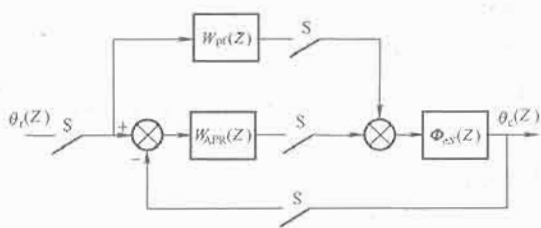


图 4.5-28 位置环复合前馈控制系统

在图 4.5-28 中,  $W_{pi}(Z)$  表示位置环复合前馈控制器的脉冲传递函数,  $W_{apr}(Z)$  表示位置环控制器的脉冲传递函数,  $\Phi_{cs}(Z)$  表示速度控制闭环的脉冲传递函数。据此可得出完全不变性条件为

$$W_{pi}(Z) = \frac{1}{\Phi_{cs}(Z)} = \frac{W_{pi1}(Z)}{W_{pi2}(Z)} \quad (4.5-96)$$

因  $W_{pi1}(Z)$  的幂次和  $W_{pi2}(Z)$  的幂次相比一般要大于 1。所以  $W_{pi}(Z)$  可写成

$$W_{pi}(Z) = K_{pi}Z + \frac{b_0 + b_1Z^{-1} + \dots}{a_0 + a_1Z^{-1} + \dots} \quad (4.5-97)$$

一般情况下速度内环传递函数  $\Phi_{cs}(Z)$  形式都比较复杂, 另外考虑到物理和数学实现的困难, 完全的不变性是难以达到的。同时, 在采用前馈控制时, 并非要完全的不变性, 在许多实际情况中, 以提高系统控制精度为主。由于伺服系统的稳态精度主要取决于系统的低频部分, 而离散系统的对数幅频特性低频部分在采样频率较高时和系统连续部分的特性近似一致, 因此, 离散前馈控制系统在采用由虚频率  $W$  域内的离散频率特性表示时可如连续系统一样计算。一般可将  $\Phi_{cs}(Z)$  近似描述为典型的一阶无差系统, 故该部分的传递函数在低频区内对应的  $W$  域内离散传递函数是

$$\Phi_{cs}(j\omega) = \frac{K_{cs}}{j\omega(1+j\omega T_{cs})} \quad (4.5-98)$$

由不变性条件有

$$W_{pi}(j\omega) = \frac{1}{\Phi_{cs}(j\omega)} = \frac{j\omega}{K_{cs}} + \frac{(j\omega)^2 T_{cs}}{K_{cs}} \quad (4.5-99)$$

改写为  $Z$  脉冲传递函数

$$W_{pi}(Z) = \frac{2}{K_{cs}T} \frac{Z-1}{Z+1} + \frac{4T_{cs}}{K_{cs}T^2} \left( \frac{Z-1}{Z+1} \right)^2 \quad (4.5-100)$$

可以看出, 上述前馈控制器处于临界稳定状态, 为此加入延时环节改善稳定性, 得到如下形式的前馈控制器:

$$W_{pi}(j\omega) = \frac{j\omega}{K_{cs} \left( \frac{j\omega T}{2} + 1 \right)} \quad (4.5-101)$$

改写为  $Z$  脉冲传递函数

$$W_{pi}(Z) = \frac{Z-1}{K_{cs}TZ} \quad (4.5-102)$$

在这种情况下,  $W$  域内开环系统的等效传递函数为

$$W_{op}(j\omega) = \frac{K_{cs} \left[ W_{apr}(j\omega) \left( 1 + \frac{j\omega T}{2} \right) + j\omega K_{cs} - 1 \right]}{(j\omega)^2 \left( T_{cs} + \frac{T}{2} \right) \left[ \frac{1+j\omega T T_{cs}}{2 \left( T_{cs} + \frac{T}{2} \right)} \right]} \quad (4.5-103)$$

从式 (4.5-103) 可看出, 即使位置控制器中没有引入积分控制, 该传递函数也对应于二阶无差系统, 由此提高了系统的动态跟随性能。

#### 4.4 现代控制理论在伺服系统设计中的应用

如前所述, 伺服系统设计的一般思路为: 按经典控制论中的频率设计法将各个环节校正为典型 I 型系统或 II 型系统, 遵循由内到外的设计原则, 依次整定电流环、速度环和位置环, 在位置环采用复合控制提高系统稳态精度。这种工程设计方法成熟, 应用于参数变化范围不大、耦合性和非线性不强的单输入单输出系统中能得到很好的控制性能。但随着工业技术的发展, 各应用领域对伺服系统的控制性能也提出了更高的要求, 特别是在高端数控机床驱动、机器人驱动、国防及航天设备控制等应用场合, 大都具有惯量负载变化幅度大、指令曲线阶数高、工况复杂、启停频繁等特点, 而目前伺服系统中最常用的执行机构——交流伺服电动机本身又是一个多变量、强耦合的非线性被控对象, 其参数在复杂工况下可能发生较大变化。此时单纯采用基于经典控制理论设计的调节器控制和反馈控制将很难保证伺服系统在不同条件下保持一致的高性能品质。为此, 人们相继又提出了不少基于最优控制、自适应控制、非线性控制、人工智能控制等现代控制理论的设计方案, 以进一步提高伺服控制系统的稳定性、自适应性和鲁棒性。自适应性可描述为在控制对象



和扰动的数学模型不完全确定的情况下设计控制序列,使得指定的性能指标接近和保持最优;而鲁棒性则指在模型不精确(如存在未建模动态特性)和存在其他变化因素(如参数变化)的条件下,系统仍能保持原有某一性能品质的能力。目前在上述方向已有不少研究成果,但到目前为止,大部分往往都还处于理论探索和实验室研究阶段,在实际伺服系统中应用较少。原因主要在于:现代控制算法运算往往过于复杂,在控制芯片上实时实现困难;非线性控制、人工智能控制等方法稳定性分析还缺少系统性理论;现代控制算法设计中所需的目标函数、噪声函数等难以确定等。目前随着电动机控制理论研究的进一步深入及高性能数字信号处理器等控制芯片的飞速发展,采用现代控制理论进行高性能伺服系统的设计将成为今后的发展趋势。下面简要介绍几种常用现代控制理论在伺服系统设计中的应用。

#### 4.4.1 线性二次型最优伺服系统设计

伺服系统的控制目标是使输出准确跟踪给定。采用最优伺服系统设计可以实现这一目标。所谓最优伺服系统,是指在跟踪某一已知输入函数时,系统的性能指标泛函为最小。在工程上常常采用线性二次型的性能指标泛函,与此对应的伺服系统即称为线性二次型最优伺服系统。

设被控的伺服系统如图 4.5-22~图 4.5-24 所示,首先可以将该系统的传递函数改写为状态方程形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + EZ \\ x(0) = x_0 \\ Y = Cx \end{cases} \quad (4.5-104)$$

式中:  $Z$  为负载干扰。初始条件为  $t = t_0$  时,  $x(t_0) = x_0$ 。

现考虑使系统输出  $Y(t)$  跟踪某一已知给定函数  $\eta(t)$ 。此时最优伺服控制的数学描述为:寻找最优控制  $u^*(t)$ ,使实际系统在消耗能量一定的条件下,输出  $Y(t)$  在  $t_0 \sim t_T$  时间段内尽量接近设定的输入给定函数  $\eta(t)$ ,即使式(4.5-105)二次型性能指标泛函达到最小

$$J = \int_{t_0}^{t_T} (E^T Q E + u^T R u) dt \quad (4.5-105)$$

式中:  $E$  为误差向量,定义为

$$E(t) = Y(t) - \eta(t) = Cx(t) - \eta(t) \quad (4.5-106)$$

将式(4.5-106)代入式(4.5-105),得

$$J = \int_{t_0}^{t_T} [(Cx - \eta)^T Q (Cx - \eta) + u^T R u] dt \quad (4.5-107)$$

式中:  $Q, R$  分别为误差和消耗能量的加权阵,  $Q$  为半正定对称阵,  $R$  为正定的对称阵,通过调整这两个加权阵可以取得误差和消耗能量的折衷。

为求解最优控制函数  $u^*(t)$ ,依照最优控制极大值原理,首先构造哈密顿函数:

$$H = \frac{1}{2} [(Cx - \eta)^T Q (Cx - \eta) + u^T R u] + \lambda^T (Ax + Bu + EZ) \quad (4.5-108)$$

当  $u$  不受限时,  $H$  对  $u$  有极值存在,即

$$\frac{\partial H}{\partial u} = Ru + B^T \lambda = 0 \quad (4.5-109)$$

可得

$$u = -R^{-1} B^T \lambda \quad (4.5-110)$$

由正则方程  $\frac{\partial H}{\partial x} = -\dot{\lambda}$  的协态方程为

$$\dot{\lambda} = -C^T Q [Cx - \eta] - A^T \lambda \quad (4.5-111)$$

将式(4.5-110)代入状态方程式(4.5-104),得

$$\dot{x} = Ax - BR^{-1} B^T \lambda + EZ \quad (4.5-112)$$

式(4.5-111)与式(4.5-112)构成规范方程组,其边界条件为

$$\begin{cases} \lambda(t_T) = 0 \\ x(t_0) = x_0 \end{cases} \quad (4.5-113)$$

为便于把  $u^*(t)$  组成状态反馈形式,便于工程上的实际应用,假定协态变量与状态变量的关系为

$$\lambda = Px - g \quad (4.5-114)$$

式中:  $g$  与  $\lambda$  是同维向量;  $P$  是黎卡提方程的解,是正定、对称矩阵。

对式(4.5-114)求得

$$\dot{\lambda} = P\dot{x} + \dot{P}x - \dot{g} \quad (4.5-115)$$

将式(4.5-115)代入规范方程式(4.5-111)与式(4.5-112),消去  $\lambda$ ,且对比各项,得到下列微分方程组:

$$\begin{cases} \dot{P} = -PA - A^T P + PBR^{-1} B^T P - C^T Q C - PEZ \\ \dot{g} = -(A^T - PBR^{-1} B^T)g - C^T Q \eta \end{cases} \quad (4.5-116)$$

其边界条件为  $P(t_T) = 0, g(t_T) = 0$ 。

由式(4.5-116)及式(4.5-110)、式(4.5-114)联立求解,最后得最优控制为

$$u = -R^{-1} B^T P x + R^{-1} B^T g \quad (4.5-117)$$

式中:第一项是最优调节器的反馈控制函数;第二项是最优前馈控制函数。

相应的最优伺服系统的状态轨迹可由式(4.5-118)求解:

$$\dot{x} = Ax - BR^{-1} B^T P x + BR^{-1} B^T g + EZ \quad (4.5-118)$$

从工程实现角度,这一最优伺服控制系统将根据给定  $\eta(t)$  在线产生最优控制  $u^*(t)$ ,使得系统的输出  $Y(t)$  准确跟踪  $\eta(t)$ 。

#### 4.4.2 伺服系统的滑模变结构控制设计

在滑模变结构控制中,系统的控制量  $u$  在整个反馈控制过程中取为状态量的一种非连续函数,按一定的法则切换到  $u^+(x)$  或  $u^-(x)$ 。当控制量  $u$  接通  $u^+(x)$  时,闭环系统是一种结构;而当控制量  $u$  接通  $u^-(x)$  时,闭环系统是另一种结构,因此系统结构在整个控制过程中是变化的,这种控制方式也可以认为是一种“开关控制”。理想的滑模变结构切换动作具有理想的继电器特性,可以用式(4.5-119)表示:

$$u = k \text{sign}(m), \text{sign}(m) = \begin{cases} 1 (m > 0) \\ -1 (m < 0) \end{cases} \quad (4.5-119)$$

通过开关的切换,改变系统在状态空间中的切换面两边的结构。开关切换的法则称为滑模控制策略,它保证了系统具有滑动模态。分别把  $s = s(x)$  和  $s(x) = 0$  称为切换函数及切换面。图 4.5-29 给出了一个典型的滑模变结构控制相平面图,其中的 I 区和 III 区的结构为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = -a_1 x_1 \end{cases}$$

II 区和 IV 区的结构为

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} = a_1 x_1 \end{cases}$$

粗线为切换线  $s(x) = 0$ , 切换函数为  $s = x_2 + c_1 x_1$ 。

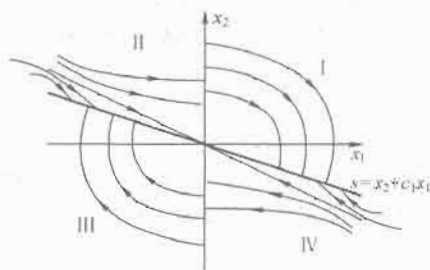


图 4.5-29 滑模变结构控制相平面图

从直观上说,系统状态运动点在切换线  $s(x) = 0$  附近做椭圆小弧和双曲小弧的交替高频小振荡,当切换时间足够小的时候,运动点将以极小的振幅和极高的频率沿开关切换线逐渐运动到原点。

在滑模变结构控制设计中需要涉及三个基本问题:

(1) 滑动模态的存在性。 $s(ds/dt) = 0$  的运动点正好在滑模面上,然而,实际上此时的连续控制  $u(x)$  并不存在,只能找到连续控制  $u^+(x)$  及  $u^-(x)$ ,按照一定的趋近率,使系统运动点无限接近于  $s = 0$  时  $ds/dt = 0$ 。

(2) 滑动模态的可达性。滑动模态的可达性可以用“广义滑模运动”来描述,广义滑模存在条件为  $s ds/dt \leq 0$ 。 $s > 0$  时,  $ds/dt < 0$ ,系统运动点在  $u^+(x)$  的作用下由  $s > 0$  向滑模面  $s(x) = 0$  的某个方向运动; $s < 0$  时,  $ds/dt > 0$ ,系统运动点在  $u^-(x)$  的作用下由  $s < 0$  向滑模面  $s(x) = 0$  的某个方向运动; $s = 0$  时,系统运动点已经到达滑动模态区,沿切换面  $s = 0$  上的滑动模态区上滑行。

(3) 滑模运动的稳定性。如果切换面  $s(x) = 0$  包含一个稳定平衡点  $x = 0$ ,且滑模运动方程在  $x = 0$  附近是渐近稳定的,则系统在滑动模态下的运动是渐近稳定的(稳定于  $x = 0$ )。滑动运动稳定性分析将有助于切换函数  $s(x)$  及其参数的选定。

从滑模变结构控制方法的原理可以得知,变结构控制方法设计与实现相对都较简单,并且很适合“开/关”工作模式的电力电子器件的控制。当系统进入滑动模态以后,具有对干扰和摄动的完全适应性,基本不受系统参数变化和外界干扰的影响,具有良好的鲁棒性。在伺服系统中可采用滑模变结构理论对速度环、位置环调节器进行设计,而无须对电动机负载信号以及电动机参数进行有效估计。

首先以伺服电动机的速度环控制为例进行设计。通常采用的伺服电动机都能实现转矩电流的快速跟踪控制,系统中转矩响应要远快于系统机械响应时间,因此可以认为电动机的输出转矩与电动机转矩分量给定值(即速度调节器输出量)成正比关系。以电动机转矩电流  $i$  和转速  $\omega$  为状态变量的状态方程可写为

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{\omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L - k_E/L & 0 \\ k_T/J & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u/L \\ -M_L/J \end{bmatrix} \quad (4.5-120)$$

式中:  $k_E$  为电动机反电动势系数;  $k_T$  为电动机转矩系数;  $R$ 、 $L$ 、 $u$  为电动机绕组电阻、电感和电压;  $J$  为系统惯量;  $M_L$  为负载转矩。

令状态量  $x_1 = \omega_{ref} - \omega$  代表速度误差,  $x_2 = \dot{x}_1$  作为速度滑模变结构调节器输入,滑模变结构调节器输出即电流给定  $i_{ref}$ ,从而得到调节器在相平面上的微分方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{k_T i_{ref}}{J} - \frac{M_L}{J} \end{cases} \quad (4.5-121)$$

在变结构控制中,滑模面的选择原则是在不破坏系统约束的条件下,保证滑动模态是存在且稳定的,在考虑系统转速受限的情况下,取滑模切换函数为  $s_s = c_s x_1 + x_2$ ,其中  $c_s$  为常数。令滑模变结构调节器的输出为

$$i_{ref} = \Psi_{1s} x_1 + \Psi_{2s} x_2 \quad (4.5-122)$$

$$\text{式中: } \Psi_{1s} = \begin{cases} \alpha_{1s}, & x_1 s_s > 0 \\ \beta_{1s}, & x_1 s_s < 0 \end{cases}; \Psi_{2s} = \begin{cases} \alpha_{2s}, & x_2 s_s > 0 \\ \beta_{2s}, & x_2 s_s < 0 \end{cases}$$

由式(4.5-121)与式(4.5-122),可以得到速度环滑模变结构调节器参数为

$$\begin{cases} \alpha_{1s} > 0 \\ \beta_{1s} < 0 \\ \alpha_{2s} > -\frac{c_s J}{k_T} \\ \beta_{2s} < -\frac{c_s J}{k_T} \end{cases} \quad (4.5-123)$$

图 4.5-30 为按上述方法设计的伺服系统速度环滑模变结构调节器结构图。

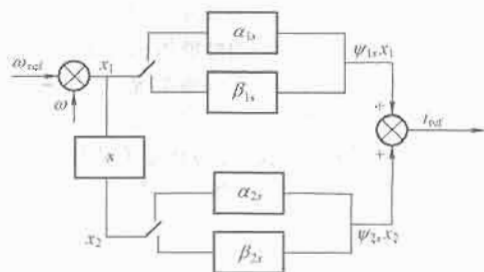


图 4.5-30 速度环滑模变结构调节器

在伺服系统位置环的滑模变结构设计中,位置环滑模变结构调节器的输出为速度闭环的速度给定。与经典设计方法类似,在设计位置环滑模变结构调节器参数时,可以将速度闭环系统等价于一个 1 阶惯性环节  $\frac{1}{T_\Omega s + 1}$ 。

令  $e_1 = \theta_r - \theta_c$ ,  $\theta_r$  为位置给定,  $\theta_c$  为位置反馈;令  $e_2 = \dot{e}_1$ ,可得状态方程为

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = e_2 \\ \dot{e}_2 = -\frac{1}{T_\Omega} e_2 - \frac{1}{T_\Omega} \omega_{ref} + \frac{1}{T_\Omega} \dot{\theta}_r \end{cases} \quad (4.5-124)$$

取位置环滑模切换函数为  $s_p = c_p e_1 + e_2$ ,变结构调节器输出为

$$\omega_{ref} = \Psi_{1p} e_1 + \Psi_{2p} e_2 + \hat{\delta}_p \operatorname{sgn}(s_p) \quad (4.5-125)$$

$$\text{式中: } \Psi_{1p} = \begin{cases} \alpha_{1p}, & e_1 s_p > 0 \\ \beta_{1p}, & e_1 s_p < 0 \end{cases}; \Psi_{2p} = \begin{cases} \alpha_{2p}, & e_2 s_p > 0 \\ \beta_{2p}, & e_2 s_p < 0 \end{cases};$$

$$\operatorname{sgn}(s_p) = \begin{cases} 1, & s_p > 0 \\ -1, & s_p < 0 \end{cases}$$

由式(4.5-124)与式(4.5-125),可以得到位置环滑模变结构调节器参数为

$$\begin{cases} \alpha_{1p} > 0 \\ \beta_{1p} < 0 \\ \alpha_{2p} > T_\Omega c_p - 1 \\ \beta_{2p} < T_\Omega c_p - 1 \\ \hat{\delta}_p \leq |\dot{\theta}_{ref}| \end{cases} \quad (4.5-126)$$

图 4.5-31 为按上述方法设计的伺服系统位置环滑模变结构调节器结构图。

滑模变结构控制具有以下特点:

- 1) 系统对外界干扰具有较强的鲁棒性。
- 2) 当到达滑模面后系统阶数降低,有利于简化控制。

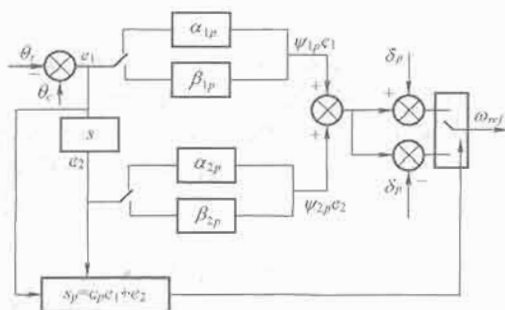


图 4.5-31 位置环滑模变结构调节器

3) 对于实际滑模变结构系统, 由于控制力的有限性、系统的惯性、切换开关的时间空间滞后以及状态检测的误差将会在光滑的滑动模态上叠加一个锯齿形的轨迹, 因此容易产生抖振现象, 这在高精度伺服系统中需要采取措施尽量避免。

#### 4.4.3 伺服系统的鲁棒控制器设计

在某些伺服系统中, 对稳态精度的要求特别高, 常常要求系统在外干扰作用下保持无静差, 同时要求参数在一定允许范围内变化时, 仍能保持这种无静差的特性, 这种特性也就是对抗扰动和参数变化的鲁棒性。例如, 采用 PI 调节器的伺服控制系统就具有一定的鲁棒性。但是 PI 调节器仅对阶跃变化的输入是无静差的, 当外部干扰是速度、正弦等函数时, 并不能保持无静差, 采用鲁棒调节器则可以得到更高的无静差特性。此时鲁棒控制的任务是设计一个调节器, 使得被控对象在指定不确定性扰动作用下仍能维持预期的稳态精度。

应用针对不确定线性时不变 (Linear Time-Invariant) 系统的设计方法, 可将鲁棒调节器构成的闭环伺服控制系统以频域传递函数形式表示, 其结构框图如图 4.5-32 所示。图中  $G_0(s)$  为未校正伺服系统的传递函数,  $\theta_r$  为参考输入;  $N$  为外部干扰输入, 两者统称为外部输入。鲁棒调节器一般包含两个部分:  $G_1(s)$  称为镇定补偿器,  $G_2(s)$  称为伺服补偿器。伺服补偿器设计时应用内模原理, 即按外部输入包括指令和扰动输入的变化形式来确定其结构和参数, 以使系统达到无稳态偏差的要求; 镇定补偿器的作用则是使系统在参数变化的条件下仍能保持稳定。

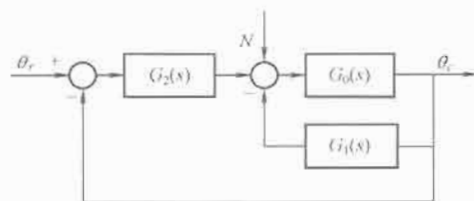


图 4.5-32 带鲁棒控制器的伺服系统结构

将上述环节分别表示为多项式的分数形式

$$\begin{cases} G_0(s) = \frac{M_0(s)}{N_0(s)} \\ G_1(s) = \frac{M_1(s)}{N_1(s)} \\ G_2(s) = \frac{M_2(s)}{N_2(s)} \end{cases} \quad (4.5-127)$$

对于伺服系统, 主要的扰动为外部输入的干扰。一般的, 外部干扰和参考输入都可以用微分方程来描述

$$\begin{cases} K_1(D)N(t) = 0 \\ K_2(D)\theta_r(t) = 0 \end{cases} \quad (4.5-128)$$

式中:  $D$  为微分算子;  $K_1(D)$ 、 $K_2(D)$  为微分算子多项式, 其特征多项式分别用  $K_1(s)$  和  $K_2(s)$  表示。设  $K_1(s)$  和  $K_2(s)$  的最小公倍式为  $K(s)$ , 则外部输入可以用最低阶微分方程描述

$$\begin{cases} K(D)N(t) = 0 \\ K(D)\theta_r(t) = 0 \end{cases} \quad (4.5-129)$$

当闭环系统稳定, 如果  $M_0(s)$ 、 $N_0(s)$  在选定参考点的某个领域内发生变化, 系统能够保持稳定, 并且对于所有满足式 (4.5-129) 的外部干扰和参考输入都有

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (4.5-130)$$

式中:  $e(t) = \theta_r(t) - \theta_f(t)$ , 为系统对输入给定的误差。

满足上述条件的补偿器被称为鲁棒调节器。设计上述鲁棒调节器一般可采用以下原则:

- (1) 在伺服补偿器的分母  $N_2(s)$  中包含外部输入信号模型因子。
- (2)  $G_0(s)$ 、 $G_1(s)$  和  $G_2(s)$  没有不稳定的零极点相消。
- (3)  $M_0(s)$  和  $K(s)$  互质。
- (4) 闭环系统在选定参考点的某个邻域内稳定。

下面以包含若正弦干扰形式的输入信号为例, 说明针对伺服系统的鲁棒调节器设计, 此时  $K(s)$  的特征根位于虚轴。输入信号的微分方程可表示为

$$D(D^2 + \omega_r^2)r(t) = 0 \quad (4.5-131)$$

以最简单的情况来分析, 假设伺服对象的传递函数为一比例环节:

$$G_0(s) = K \quad (4.5-132)$$

则根据上述鲁棒调节器的设计原则,  $G_2(s)$  的分母  $N_2(s)$  必须包含外部输入模型  $K(s)$  的因子, 因此设

$$N_2(s) = s(s^2 + \omega_r^2) \quad (4.5-133)$$

闭环系统的传递函数可表示为

$$\frac{\theta_f(s)}{\theta_r(s)} = \frac{KM_2(s)}{KM_2(s) + N_2(s)} = \frac{KM_2(s)}{KM_2(s) + s(s^2 + \omega_r^2)} \quad (4.5-134)$$

此时系统的特征方程为

$$KM_2(s) + s(s^2 + \omega_r^2) = 0 \quad (4.5-135)$$

由劳斯判据知系统的稳定性取决于  $M_2(s)$  的选择, 如果能通过选择合适的  $M_2(s)$  使得系统稳定, 则可以不引入并联的镇定补偿器, 从而简化系统设计。为此, 可考虑将伺服补偿器设计为

$$G_2(s) = \frac{(1 + \frac{1}{\omega_{t1}s})(1 + \frac{1}{\omega_{t2}s})}{[s(s^2 + \omega_r^2)]} \quad (4.5-136)$$

采用经典的频率设计方法, 系统的开环传递函数为

$$\frac{\theta_f(s)}{E(s)} = \frac{k_0 M_2(s)}{N_2(s)} = \frac{k_0 k_2 (1 + \frac{1}{\omega_{t1}s})(1 + \frac{1}{\omega_{t2}s})}{s(s^2 + \omega_r^2)} \quad (4.5-137)$$

由开环传递函数式 (4.5-137) 的对数频率特性可知, 满足如下条件

$$\begin{cases} \omega_{t1} \ll \omega_c \\ \omega_{t2} \ll \omega_c \\ \omega_r \ll \omega_c \end{cases} \quad (4.5-138)$$

其中  $\omega_c$  为开环传递函数式 (4.5-137) 的截止频率, 可使其中心频段以  $-20\text{dB/dec}$  斜率穿过横轴, 并保留了一定的相角裕量, 即系统能保持稳定。此时,  $k_0$ 、 $k_2$ 、 $\omega_c$  和各转折频率的关系为

$$20\lg K = 20\lg \frac{\omega_c}{\omega_{t2}} + 40\lg \frac{\omega_{t2}}{\omega_{t1}} + 60\lg \frac{\omega_{t1}}{\omega_r} + 20\lg \omega_r \quad (4.5-139)$$

即

$$K = \frac{\omega_c \omega_{11} \omega_{12}}{\omega_c^2} \quad (4.5-140)$$

如果未校正伺服系统的传递函数形式为

$$G_0(s) = \frac{K}{(1+T_1s)(1+T_2s)\cdots} = \frac{K}{\prod_{i=1}^l (1+T_i s)} \quad (4.5-141)$$

当  $1/T_i \gg \omega_c$ , 上述结论同样成立。

当未校正伺服系统包含纯积分环节时, 其传递函数可表示为

$$G_0(s) = \frac{K}{s^m (1+T_1s)(1+T_2s)\cdots} = \frac{K}{s^m \prod_{i=1}^l (1+T_i s)} \quad (4.5-142)$$

其伺服补偿器的结构参数也可以同样采用上述方法予以分析, 并可得到类似的结论, 在此不再赘述。

伺服补偿器分子  $M_2(s)$  的根  $\omega_a$  可以按闭环极点配置的要求具体确定。闭环极点的近似值则可以根据系统的开环对数频率特性求得。开环系统传递函数为

$$\frac{\theta_c(s)}{E(s)} = \frac{M_0(s)M_2(s)}{N_0(s)N_2(s)} \quad (4.5-143)$$

应用式 (4.5-143) 对数频率特性可以求得闭环极点的近似值, 闭环极点按根的模值大小可以分为三种情况。

(1) 根的模值远小于开环截止频率  $\omega_c$ , 此时闭环系统的极点近似等于开环系统的零点, 通常在开环系统传递函数对数频率特性图 +15dB 线以上的开环零点与闭环系统的极点近似相等。

(2) 根的模值远大于开环截止频率  $\omega_c$ , 此时闭环系统的极点近似等于开环系统的极点, 通常在开环系统传递函数对数频率特性图 -15dB 线以下的开环极点与闭环极点近似相等。

(3) 根的模值近似于开环截止频率  $\omega_c$ , 这种情况闭环极点求法如下: 先简化开环传递函数  $G(s)$  为  $G^*(s)$ , 在对数频率特性 +15dB 以上的开环零点和极点 ( $s+\omega$ ) 用  $s$  代替。在对数特性 -15dB 以下零点和极点 ( $s+\omega$ ) 用  $\omega$  代替, 这样就得到简化后的传递函数  $G^*(s)$ , 闭环极点可通过求解方程  $1+G^*(s)=0$  来确定。

首先根据系统的动态性能要求确定闭环极点配置要求, 然后将按上述三种情况推算的闭环极点与闭环极点配置要求相比较, 即可得到  $\omega_a$  的取值范围。



## 第6章 电气传动控制系统 调节器的工程设计方法

为了使反馈控制的闭环系统满足所需的静、动态性能指标,必须正确设计调节器。传统的调节器设计基于线性控制理论的对数频率特性,采用系统开环对数频率特性的渐近线,即波德图(Bode Diagram)。典型的波德图如图4.6-1所示,它具有以下反映系统性能的特征:

(1) 中频段截止频率 $\omega_c$ (又称交界频率、剪切频率)附近的斜率应为 $-20\text{dB/dec}$ ,而且这一斜率具有足够的频带宽度,则系统的稳定性好。

(2)  $\omega_c$ 越大,系统的快速性越好。

(3) 低频段的斜率陡、增益高,表示系统的稳态精度好。

(4) 高频段衰减得越快,则系统抗高频噪声干扰的能力越强。

在实际系统中,上述4方面往往是互相矛盾的,设计时需用多种手段,反复试凑,才能获得比较满意的结果。

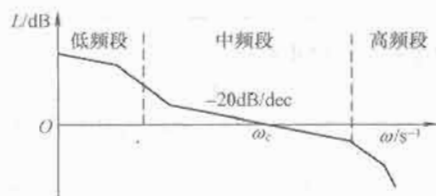


图 4.6-1 反馈控制系统的典型波德图

自从电力电子变流器获得广泛应用以后,现代高性能交、直流电气传动系统控制对象的数学模型一般多可用低阶线性系统来描述,或者可以等效成低阶线性系统。工程界针对这类系统的调节器设计提出了各种简便的设计方法,在已知控制对象数学模型及其参数的前提下,只要进行简单的分析和计算,就可以确定调节器的类型和参数,从而避免了繁琐的绘图与试凑。在这方面,Siemens 公司早在 20 世纪 60 年代提出了“调节器最佳整定设计法”,作为其工程设计人员的设计与调试准则,该方法简单好记,使用方便,至今仍在沿用,但也存在一些缺点。20 世纪 80 年代,我国学者在实践的基础上进行了研究和改进,提出了“基于典型系统的工程设计方法”,具有更切合实际、更有效的设计效果,在理论上也得到更清晰的阐述。

近代计算机仿真技术和辅助设计日益普及后,借助计算机可以更方便地代替手动计算,而且不需要做很多的近似,就可使设计结果更为准确。但仿真和辅助设计所需的初始数据最好还由工程设计方法提供。

### 1 典型系统

一般来说,许多控制系统的开环传递函数都可表示为

$$W(s) = \frac{K \prod_{j=1}^m (\tau_j s + 1)}{s^r \prod_{i=1}^n (T_i s + 1)} \quad (4.6-1)$$

等号右侧的分子和分母中还可能含有复数零点和复数极

点诸项。分母中  $s^r$  项表示该系统在原点处有  $r$  重极点,或者说,系统含有  $r$  个积分环节。通常按  $r = 0, 1, 2, 3, \dots$  来区分系统,分别称作 0 型、I 型、II 型、III 型……系统。0 型系统稳态精度低,而 III 型和 III 型以上的系统很难稳定。因此,为了确保稳定性并具有较好的稳态精度,多采用 I 型和 II 型系统。

在 I 型和 II 型系统中各选择一种系统作为典型,保证典型系统是稳定的,并有足够的稳定余量。设计时,首先选择调节器的结构,使闭环系统的开环传递函数校正成典型系统,然后再确定调节器的参数,以满足系统的各项动态性能指标。这样做相当于把 4 方面的矛盾关系分两步来解决,第一步先解决主要矛盾:动态稳定性和稳态精度;第二步再满足其他动态性能指标。

#### 1.1 典型 I 型系统

在 I 型系统中,选择一个结构简单的、只包含一个积分环节和一个惯性环节的 II 阶系统作为典型 I 型系统,当  $\omega_c < 1/T$ , 或  $\omega_c T < 1$  时,对数幅频特性中频段以  $-20\text{dB/dec}$  的斜率穿越零分贝线,而且宽度极大,肯定稳定。典型 I 型系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (4.6-2)$$

式中:  $T$  为惯性时间常数;  $K$  为开环增益。

典型 I 型系统的闭环结构图和开环对数频率特性如图 4.6-2 所示,由特性可知  $K = \omega_c$ 。

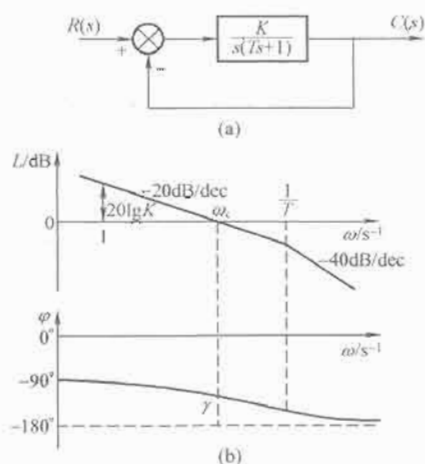


图 4.6-2 典型 I 型系统

(a) 闭环系统结构框图; (b) 开环对数频率特性

典型 I 型系统是一阶无差系统,  $K = \omega_c < 1/T$ , 稳定余量大, 超调量小。调速系统的电流环和简单的定位伺服系统经简化后都能等效成典型 I 型系统。

#### 1.2 典型 II 型系统

在各种 II 型系统中, 选择包含两个积分环节、一个惯性

环节和一个比例微分环节的三阶系统作为典型的Ⅱ型系统，其开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)} \quad (4.6-3)$$

典型Ⅱ型系统的闭环系统结构图和开环对数频率特性如图4.6-3所示。只要  $1/\tau < \omega_c < 1/T$ ，或  $\tau > T$ ，就可保证中频段以  $-20\text{dB/dec}$  的斜率穿越零分贝线，具有相当大的相角稳定裕度。

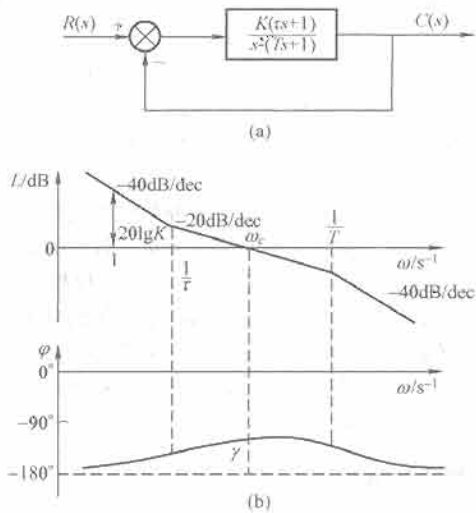


图 4.6-3 典型Ⅱ型系统

(a) 闭环系统结构框图；(b) 开环对数频率特性

典型Ⅱ型系统的结构虽然比典型Ⅰ型系统复杂一些，但属于二阶无差系统，稳态精度高，而且抗扰性能好，只是阶跃响应的超调量略大。调速系统的转速环和许多伺服系统经简化后都能等效成典型Ⅱ型系统。

## 2 典型系统性能指标与参数的关系

### 2.1 典型Ⅰ型系统性能指标与参数的关系

#### 2.1.1 稳态跟随性能指标

表4.6-1给出了Ⅰ型系统在不同输入信号作用下的稳态误差。在阶跃输入下的Ⅰ型系统稳态时是无差的，在斜坡输入下则有与  $K$  值成反比的恒值稳态误差，在加速度输入下稳态误差为  $\infty$ 。因此，Ⅰ型系统不能用于具有加速度输入的伺服系统。

表 4.6-1 Ⅰ型系统在不同典型输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 $R(t) = R_0$	斜坡输入 $R(t) = v_0 t$	加速度输入 $R(t) = a_0 t^2 / 2$
稳态误差	0	$v_0 / K$	$\infty$

#### 2.1.2 动态跟随性能指标

由式(4.6-2)可知，典型Ⅰ型系统是二阶的，二阶系统闭环传递函数的一般形式为

$$W_d(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.6-4)$$

式中： $\omega_n$  为无阻尼自然振荡角频率，或称固有角频率； $\xi$  为阻尼比，或称衰减系数。

典型Ⅰ型系统的闭环传递函数为

$$W_d(s) = \frac{W(s)}{1 + W(s)} = \frac{\frac{K}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{K}{T}} \quad (4.6-5)$$

比较式(4.6-4)和式(4.6-5)，可得参数  $K$ 、 $T$  与标准形式中的参数  $\omega_n$ 、 $\xi$  之间的换算关系为  $\omega_n = \sqrt{K/T}$ ， $\xi = 1/2\sqrt{1/KT}$ ，且  $\xi\omega_n = 1/2T$ 。

当  $\xi < 1$  时，系统动态响应是欠阻尼的振荡特性；当  $\xi > 1$  时，系统动态响应是过阻尼的单调特性；当  $\xi = 1$  时，系统动态响应是临界阻尼。一般常把系统设计成欠阻尼状态，即  $0 < \xi < 1$ 。在典型Ⅰ型系统中， $KT < 1$ ，代入  $\xi$ ，可知  $\xi > 0.5$ ，因此在典型Ⅰ型系统中应取  $0.5 < \xi < 1$ 。

表4.6-2给出了当  $0.5 < \xi < 1$  时典型Ⅰ型系统各项动态跟随性能指标和频域指标与参数  $KT$  的关系，当系统的时间常数  $T$  已知时，随着  $K$  的增大，系统的快速性增强，而稳定性变差。

表 4.6-2 典型Ⅰ型系统动态跟随性能指标和频域指标与参数的关系

参数关系 $KT$	0.25	0.39	0.50	0.69	1.0
阻尼比 $\xi$	1.0	0.8	0.707	0.6	0.5
超调量 $\sigma\%$	0	1.5	4.3	9.5	16.3
上升时间 $t_r/T$	$\infty$	6.6	4.7	3.3	2.4
峰值时间 $t_p/T$	$\infty$	8.3	6.2	4.7	3.6
相角稳定裕度 $\gamma$	76.3°	69.9°	65.5°	59.2°	51.8°
截止频率 $\omega_c$	0.243/T	0.367/T	0.455/T	0.596/T	0.786/T

### 2.1.3 动态抗扰性能指标

当扰动作用点不同时，系统的抗扰性能也不一样。考虑典型Ⅰ型系统在如图4.6-4(a)所示扰动作用下的动态结构框图，采用PI调节器时，取  $K_1 = K_p K_d / \tau_1$ ， $\tau_1 = T_2(T_2 > T_1)$ ，也就是说，用调节器中的  $(\tau_1 s + 1)$  对消掉控制对象的大惯性环节  $(T_2 s + 1)$ ，只考虑扰动性能时， $R(s) = 0$ ，输出变量可写成  $\Delta C$ ，则图4.6-4(a)可以改画成图4.6-4(b)。

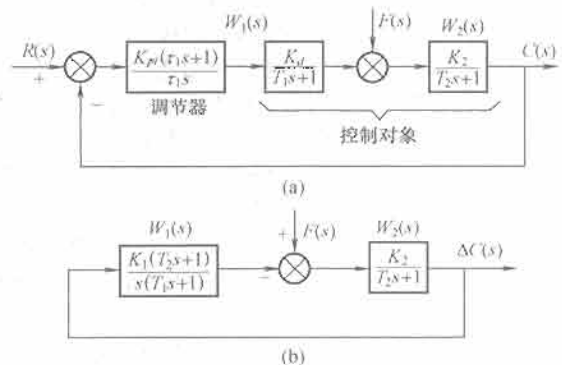


图 4.6-4 典型Ⅰ型系统在一种扰动作用下的动态结构框图

(a) 一种扰动作用下的结构；(b) 等效框图

系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K_1(T_2 s + 1)}{s(T_1 s + 1)} \cdot \frac{K_2}{T_2 s + 1} = \frac{K_1 K_2}{s(T_1 s + 1)} = \frac{K}{s(Ts + 1)} \quad (4.6-6)$$

这就是典型Ⅰ型系统，式中： $K = K_1 K_2$ ； $T = T_1$ 。

在阶跃扰动下， $F(s) = F/s$ ，则

$$\Delta C(s) = \frac{F}{s} \cdot \frac{W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)} = \frac{FK_2(Ts + 1)}{(T_2 s + 1)(Ts^2 + s + K)}$$

当选定  $KT = 0.5$  时，

$$\Delta C(s) = \frac{2FK_2T(T_3+1)}{(T_2s+1)(2T^2s^2+2T_3s+1)} \quad (4.6-7)$$

求拉氏反变换, 可得输出变化量的动态时间函数为

$$\Delta C(t) = \frac{2FK_2m}{2m^2-2m+1} \times \left[ (1-m)e^{\frac{-t}{T_2}} - (1-m)e^{\frac{-t}{2T}} \cos \frac{t}{2T} + me^{\frac{-t}{2T}} \sin \frac{t}{2T} \right] \quad (4.6-8)$$

式中:  $m = \frac{T_1}{T_2} < 1$  为控制对象小时间常数与大时间常数的比值。

表 4.6-3 列出了典型 I 型系统抗扰性能指标与参数的关系, 表中峰值时间  $t_m$  和恢复时间  $t_v$  均以  $T$  为基准的相对值表示, 最大动态降落用基准值  $C_b = \frac{1}{2}FK_2$  的百分数表示。

表 4.6-3 典型 I 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

$m = T_1/T_2 = T/T_2$	1/5	1/10	1/20	1/30
$\Delta C_{\max}/C_b \times 100\%$	55.5	33.2	18.5	12.9
$t_m/T$	2.8	3.4	3.8	4.0
$t_v/T$	14.7	21.7	28.7	30.4

## 2.2 典型 II 型系统性能指标与参数的关系

典型 II 型系统的待定参数有两个, 即  $K$  和  $\tau$ , 为了分析方便起见, 引入一个新的变量  $h$

$$h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1} \quad (4.6-9)$$

$h$  是斜率为  $-20\text{dB/dec}$  的中频段的宽度 (对数坐标), 称作“中频宽”。在一般情况下,  $\omega = 1$  点处于  $-40\text{dB/dec}$  段, 由图 4.6-3 可以看出

$$20\lg K = 40(\lg \omega_1 - \lg 1) + 20(\lg \omega_c - \lg \omega_1) = 20\lg \omega_1 \omega_c$$

因此  $K = \omega_1 \omega_c$  (4.6-10)  
系统相角稳定裕度为

$$\gamma = \arctan \omega_c \tau - \arctan \omega_c T \quad (4.6-11)$$

$\tau$  比  $T$  大得越多, 则系统的稳定裕度越大。

采用“振荡指标法”中的闭环幅频特性峰值  $M_r$  最小准则, 可以找到  $h$  和  $\omega_c$  两个参数之间的一种最佳配合。这一准则表明, 对于一定的  $h$  值, 只有一个确定的  $\omega_c$  (或  $K$ ), 可以得到最小的闭环幅频特性峰值  $M_{r\min}$ 。在  $M_{r\min}$  准则下的“最佳频比”是

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1} \quad (4.6-12)$$

$$\frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2} \quad (4.6-13)$$

对应的最小闭环幅频特性峰值是

$$M_{r\min} = \frac{h+1}{h-1} \quad (4.6-14)$$

表 4.6-4 列出了当取不同的中频宽  $h$  值时,  $M_{r\min}$  值和对应的最佳频比。

表 4.6-4 不同  $h$  值时的  $M_{r\min}$  值及最佳频比

$h$	3	4	5	6	7	8	9	10
$M_{r\min}$	2	1.67	1.5	1.4	1.33	1.29	1.25	1.22
$\omega_2/\omega_c$	1.5	1.6	1.67	1.71	1.75	1.78	1.80	1.82
$\omega_c/\omega_1$	2.0	2.5	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5

由  $h$  的定义可知:

$$\tau = hT \quad (4.6-15)$$

$$K = \omega_1 \omega_c = \frac{h+1}{2h^2 T^2} \quad (4.6-16)$$

式 (4.6-15) 和式 (4.6-16) 是计算典型 II 型系统参数的公式。

### 2.2.1 稳态跟随性能指标

II 型系统在不同输入信号作用下的稳态误差列于表 4.6-5 中。由此可见, 在阶跃输入和斜坡输入下, II 型系统在稳态时都是无差的, 在加速度输入下, 稳态误差的大小与开环增益  $K$  成反比。

表 4.6-5 II 型系统在不同的典型输入信号作用下的稳态误差

输入信号	阶跃输入 $R(t) = R_0$	斜坡输入 $R(t) = v_0 t$	加速度输入 $R(t) = a_0 t^2/2$
稳态误差	0	0	$a_0/K$

### 2.2.2 动态跟随性能指标

典型 II 型系统的开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(T_3 + 1)} = \left( \frac{h+1}{2h^2 T^2} \right) \frac{hTs + 1}{s^2(T_3 + 1)}$$

系统的闭环传递函数为

$$W_d(s) = \frac{W(s)}{1+W(s)} = \frac{hTs + 1}{\frac{2h^2}{h+1} T^3 s^3 + \frac{2h^2}{h+1} T^2 s^2 + hTs + 1}$$

当输入函数  $R(t)$  为单位阶跃函数时,  $R(s) = 1/s$ , 则输出为

$$C(s) = \frac{hTs + 1}{s \left( \frac{2h^2}{h+1} T^3 s^3 + \frac{2h^2}{h+1} T^2 s^2 + hTs + 1 \right)} \quad (4.6-17)$$

以  $T$  为时间基准, 典型 II 型系统的阶跃输入跟随性能指标列于表 4.6-6 中。

表 4.6-6 典型 II 型系统阶跃输入跟随性能指标 (按  $M_{r\min}$  准则确定参数关系)

$h$	3	4	5	6	7	8	9	10
$\sigma\%$	52.6	43.6	37.6	33.2	29.8	27.2	25.0	23.3
$t_r/T$	2.40	2.65	2.85	3.0	3.1	3.2	3.3	3.35
$t_s/T$	12.15	11.65	9.55	10.45	11.30	12.25	13.25	14.20
$k$	3	2	2	1	1	1	1	1

由于过渡过程的衰减振荡性质, 调节时间随  $h$  的变化不是单调的,  $h=5$  时的调节时间最短。此外,  $h$  减小时, 上升时间快;  $h$  增大时, 超调量小, 把各项指标综合起来看, 以  $h=5$  的动态跟随性能比较适中。

### 2.2.3 动态抗扰性能指标

图 4.6-5 是典型 II 型系统在一种扰动作用下的动态结构框图。

取  $K_1 = K_d K_d / \tau_1$ ,  $K_1 K_2 = K$ ,  $\tau_1 = hT$ , 则图 4.6-5 (a) 可以改画成图 4.6-5 (b)。

系统开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K_1(hTs + 1)}{s(T_3 + 1)} \cdot \frac{K_2}{s} = \frac{K(hTs + 1)}{s^2(T_3 + 1)}$$

这就是典型 II 型系统。

在阶跃扰动下,  $F(s) = F/s$ , 由图 4.6-5 (b) 得

$$\Delta C(s) = \frac{F}{s} \cdot \frac{W_2(s)}{1+W_1(s)W_2(s)} = \frac{FK_2(T_3 + 1)}{s^2(T_3 + 1) + K(hTs + 1)}$$

按  $M_{r\min}$  准则,  $K = (h+1)/2h^2 T^2$ , 则

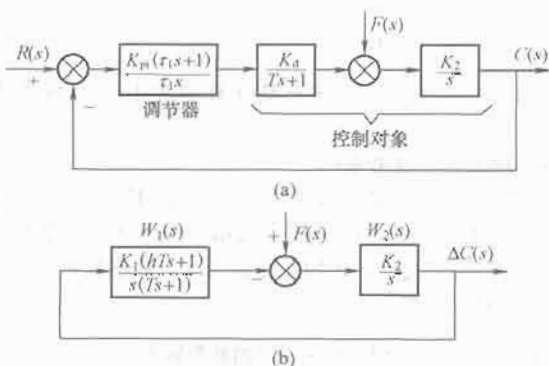


图 4.6-5 典型 II 型系统在一种扰动作用下的动态结构框图

(a) 一种扰动作用下的结构; (b) 等效框图

$$\Delta C(s) = \frac{\frac{2h^2}{h+1}FK_zT^2(Ts+1)}{\frac{2h^2}{h+1}T^3s^3 + \frac{2h^2}{h+1}T^2s^2 + hTs + 1} \quad (4.6-18)$$

不同  $h$  值时典型 II 型系统的动态抗扰性能指标列于表 4.6-7 中, 表中最大动态降落用的基准值为

$$C_b = 2FK_zT \quad (4.6-19)$$

表 4.6-7 典型 II 型系统动态抗扰性能指标与参数的关系

$h$	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Delta C_{\max}/C_b$ $\times 100\%$	72.2	77.5	81.2	84.0	86.3	88.1	89.6	90.8
$t_m/T$	2.45	2.70	2.85	3.00	3.15	3.25	3.30	3.40
$t_v/T$	13.60	10.45	8.80	12.95	16.85	19.80	22.80	25.85

由表 4.6-7 可见,  $h$  值越小,  $\Delta C_{\max}/C_b$  也越小,  $t_m$  和  $t_v$  都短, 因而抗扰性能越好。但是, 当  $h < 5$  时, 由于振荡次数的增加,  $h$  再小, 恢复时间  $t_v$  反而拖长了。由此可见,  $h = 5$  是较好的选择, 这与跟随性能中调节时间  $t_s$  最短的条件是一致的。

### 3 非典型系统的典型化

在具体设计工作中, 实际控制对象的结构是多种多样的, 有时在配上调节器后, 并不能校正成典型系统的形式, 需要对控制对象的传递函数做近似处理后, 才能选择适当的调节器, 使整体系统构成典型 I 型系统或典型 II 型系统。

#### 3.1 控制对象传递函数的近似处理

##### 3.1.1 高频段小惯性环节的近似处理

在电气传动控制系统中, 与电动机的机电时间常数和电磁时间常数相比, 电力电子变流器的滞后时间常数、电流和转速检测的滤波时间常数等都较小, 由它们组成的小惯性环节所对应的转折频率都处于系统开环对数频率特性的高频段, 对它们做近似处理不会显著影响系统的性能。

例如, 具有高频段小时间常数  $T_1$  和  $T_2$  的系统开环传递函数为

$$W(s) = \frac{K}{s(T_1s+1)(T_2s+1)}$$

近似处理的公式为

$$T = T_1 + T_2 \quad (4.6-20)$$

近似传递函数为

$$W(s) \approx \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (4.6-21)$$

近似的条件是, 开环系统的截止频率应满足:

$$\omega_c \leq \frac{1}{3\sqrt{T_1T_2}} \quad (4.6-22)$$

如果有三个小惯性环节, 其近似处理的表达式是

$$\frac{1}{(T_1s+1)(T_2s+1)(T_3s+1)} \approx \frac{1}{(T_1+T_2+T_3)s+1} \quad (4.6-23)$$

近似条件为

$$\omega_c \leq \frac{1}{3\sqrt{T_1T_2+T_2T_3+T_3T_1}} \quad (4.6-24)$$

由此可得出下述结论: 当系统有一组小惯性群时, 在一定的条件下, 可以将它们近似地看成是一个小惯性环节, 其时间常数等于小惯性群中各时间常数之和。

##### 3.1.2 高阶系统的降阶近似处理

上述小惯性群的近似处理可认为是把多个小惯性环节展开以后忽略高次项, 把多阶小惯性环节降低为一阶小惯性环节, 它是高阶系统降阶处理的一种特例。以三阶系统为例, 设

$$W(s) = \frac{K}{as^3 + bs^2 + cs + 1} \quad (4.6-25)$$

其中  $a, b, c$  都是正系数, 且  $bc > a$ , 即系统是稳定的。若忽略高次项, 可近似成一阶系统, 其传递函数为

$$W(s) \approx \frac{K}{cs+1} \quad (4.6-26)$$

近似条件是

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \min\left(\sqrt{\frac{1}{b}}, \sqrt{\frac{c}{a}}\right) \quad (4.6-27)$$

##### 3.1.3 低频段大惯性环节的近似处理

当系统中存在一个时间常数特别大的惯性环节时, 可以近似地等效成积分环节, 即

$$\frac{1}{Ts+1} \approx \frac{1}{Ts} \quad (4.6-28)$$

近似条件是

$$\omega_c \geq \frac{3}{T} \quad (4.6-29)$$

这样, 近似后的滞后相角由  $\arctan \omega T$  变成  $90^\circ$ , 近似系统的稳定裕度更小了, 也就是说, 实际系统的稳定性比近似系统更强, 因此近似方法是可行的。然而把惯性环节近似成积分环节时, 系统的类型被人为地提高了一级, 如果原来是 I 型系统, 近似处理后变成了 II 型系统, 这并不反映实际系统的稳态性能。所以这种近似处理只适用于分析动态性能, 当考虑稳态精度时, 必须仍采用原来的传递函数。

##### 3.1.4 纯滞后环节的近似处理

电力电子变流器的传递函数是纯滞后环节, 其传递函数为

$$W_s(s) = K_s e^{-T_s s} \quad (4.6-30)$$

其中包含指数函数, 使系统成为非最小相位系统, 分析和设计都比较麻烦。为了简化, 当时间常数  $T_s$  很小时, 可把纯滞后环节近似成一阶惯性环节:

$$W_s(s) \approx \frac{K_s}{1+T_s s} \quad (4.6-31)$$

近似条件为

$$\omega_c \leq \frac{1}{3T_s} \quad (4.6-32)$$



## 3.2 调节器结构的选择

## 3.2.1 常用的线性调节器及其传递函数

## (1) 比例(P)调节器。

$$W_p(s) = K_p \quad (4.6-33)$$

式中:  $K_p$  为比例系数。

## (2) 积分(I)调节器。

$$W_i(s) = \frac{1}{T_i s} \quad (4.6-34)$$

式中:  $T_i$  为积分时间常数。

## (3) 比例积分(PI)调节器。

$$W_{pi}(s) = K_{pi} \left( 1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_{pi} \frac{\tau s + 1}{\tau s} \quad (4.6-35)$$

式中:  $K_{pi}$  为PI调节器的比例放大系数;  $\tau/K_{pi} = T_i/K_{pi}$ , 为PI调节器的积分时间常数。

## (4) 比例微分(PD)调节器。

$$W_{pd}(s) = K_{pd}(1 + T_d s) \quad (4.6-36)$$

式中:  $K_{pd}$  为PD调节器的比例放大系数;  $K_{pd} T_d$  为PD调节器的微分时间常数。

## (5) 比例积分微分(PID)调节器。

$$W_{pid}(s) = K_{pid} \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = \frac{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)}{\tau s} \quad (4.6-37)$$

式中:  $\tau = T_i/K_{pid}$ ,  $\tau_1 + \tau_2 = T_i$ ,  $\tau_1 \tau_2 = T_i T_d$ 。

## 3.2.2 调节器的选择和参数配合

几种校正成典型I型系统和典型II型系统的控制对象和相应的调节器传递函数如表4.6-8和表4.6-9所示, 表中还给出了参数配合关系。

表 4.6-8 校正成典型I型系统的调节器选择和参数配合

控制对象	$K_2/(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)$ $T_1 \gg T_2$	$K_2/(T s + 1)$	$K_2/s(T s + 1)$	$K_2/(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)$ $T_1, T_2 \gg T_3$	$K_2/(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)$ $T_1 \gg T_2, T_3$
调节器	$K_{pi}(\tau s + 1)/\tau s$	$1/T_i s$	$K_p$	$(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)/\tau s$	$K_{pi}(\tau s + 1)/\tau s$
参数配合	$\tau = T_1$			$\tau_1 = T_1, \tau_2 = T_2$	$\tau = T_1$ $T_{\Sigma} = T_2 + T_3$

表 4.6-9 校正成典型II型系统的调节器选择和参数配合

控制对象	$K_2/s(T s + 1)$	$K_2/(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)$ $T_1 \gg T_2$	$K_2/s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)$ $T_1, T_2$ 相近	$K_2/s(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)$ $T_1, T_2$ 都很小	$K_2/(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)$ $T_1 \gg T_2, T_3$
调节器	$K_{pi}(\tau s + 1)/\tau s$	$K_{pi}(\tau s + 1)/\tau s$	$(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)/\tau s$	$K_{pi}(\tau s + 1)/\tau s$	$K_{pi}(\tau s + 1)/\tau s$
参数配合	$\tau = hT$	$\tau = hT_2$ $1/(T_1 s + 1) \approx 1/T_1 s$	$\tau_1 = hT_1, \tau_2 = T_2$ 或 $\tau_1 = hT_2, \tau_2 = T_1$	$\tau = h(T_1 + T_2)$	$\tau = h(T_2 + T_3)$ $1/(T_1 s + 1) \approx 1/T_1 s$

## 4 直流调速系统设计举例

在直流调速系统中, 以转速、电流双闭环调速系统为例, 按照基于典型系统的工程设计方法进行设计。图4.6-6是转速、电流双闭环直流调速系统的动态结构框图, 设计双闭环调速系统的原则是先内环后外环。

下面是一套三相桥式晶闸管可控整流电路供电双闭环直流调速系统的基本数据。

直流电动机: 220V, 136A, 1460r/min, 电枢电阻  $R_a = 0.2\Omega$ ,  $C_e = 0.132\text{Vmin/r}$ , 允许过载倍数  $\lambda = 1.5$ 。

晶闸管装置放大系数  $K_s = 40$ , 滞后时间常数  $T_s = 0.00167\text{s}$ 。

电枢回路总电阻  $R = 0.5\Omega$ , 电枢回路总电感  $L = 15\text{mH}$ 。

电动机的时间常数:  $T_l = 0.03\text{s}$ ,  $T_m = 0.18\text{s}$ 。

电流反馈系数  $\beta = 0.05\text{V/A}$  ( $\approx 10\text{V/1.5I}_N$ ), 转速反馈系数  $\alpha = 0.007\text{Vmin/r}$  ( $\approx 10\text{V/1460r/min}$ )。

滤波时间常数  $T_{0i} = 0.002\text{s}$ ,  $T_{0n} = 0.01\text{s}$ 。

设计要求: 转速无静差, 电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ , 空载启动到额定转速的转速超调量  $\sigma_n \leq 10\%$ 。

## 4.1 电流调节器的设计

## 4.1.1 电流环动态结构图的化简

图4.6-6动态结构图的虚线框内是电流环, 存在着反电动势对电流环的交叉反馈。由于电动机电磁惯性比机电惯性小得多, 电动势只是一个变化缓慢的扰动, 在电流的瞬变过程中, 可认为反电动势基本不变, 即  $\Delta E \approx 0$ 。这样, 在按动态性能设计电流环时, 可以暂不考虑反电动势变化的动态影响, 得到忽略电动势影响的电流环近似结构图, 如图4.6-7(a)所示。忽略反电动势对电流环作用的近似条件是

$$\omega_{ci} \gg 3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}} \quad (4.6-38)$$

式中:  $\omega_{ci}$  为电流环开环频率特性的截止频率。

图4.6-7(a)反馈通道中有时间常数为  $T_{0i}$  的滤波环节, 为了设计方便起见, 在电流给定信号后面也添加同样时

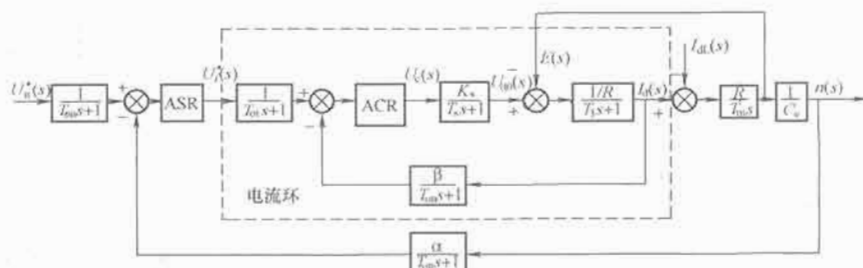


图 4.6-6 双闭环直流调速系统的动态结构框图

$T_{0i}$  为电流反馈滤波时间常数;  $T_{0n}$  为转速反馈滤波时间常数

间常数的滤波环节,然后把它们等效地都移到环内,同时把给定信号改成  $U_i^*(s)/\beta$ , 电流环就等效成单位负反馈系统 [见图 4.6-7 (b)]。最后,近似处理高频段的小惯性环节,即用小时数之和  $T_{\Sigma}$  来代替  $T_s$  和  $T_{\alpha}$ ,  $T_{\Sigma} = T_s + T_{\alpha} = 0.003\ 67\text{s}$  [见图 4.6-7 (c)]。

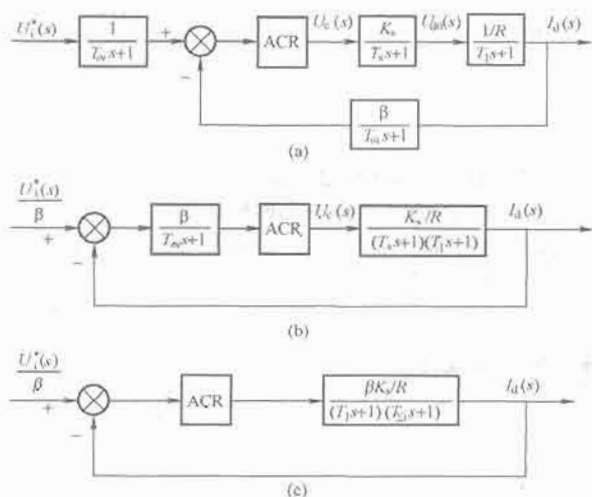


图 4.6-7 电流环的动态结构图及其化简

(a) 忽略反电动势的动态影响; (b) 等效成单位负反馈系统  
(c) 小惯性环节近似处理

#### 4.1.2 电流调节器结构的选择

设计要求电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ , 即超调量要小, 电流环应选用典型 I 型系统。采用 PI 调节器可以把图 4.6-7 (c) 的双惯性型对象校正成典型 I 型系统, 其传递函数可以写成

$$W_{\text{ACR}}(s) = \frac{K_i(\tau_i s + 1)}{\tau_i s} \quad (4.6-39)$$

式中:  $K_i$  为电流调节器的比例系数;  $\tau_i$  为电流调节器的超前时间常数。

已知, 电动机的电磁时间常数  $T_l = L/R = 0.03\text{s}$ , 可见  $T_l \gg T_{\Sigma}$ , 所以选择  $\tau_i = T_l$ , 使调节器零点与控制对象的大时间常数极点对消, 图 4.6-8 (a) 便是校正成典型 I 型系统的电流环动态结构图, 其中

$$K_i = \frac{K_1 K_s \beta}{\tau_i R} \quad (4.6-40)$$

图 4.6-8 (b) 绘出了校正后电流环的开环对数幅频特性。

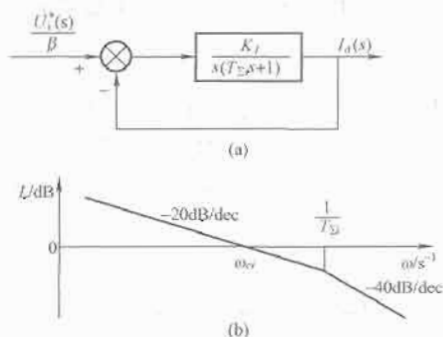


图 4.6-8 校正成典型 I 型系统的电流环  
(a) 动态结构图; (b) 开环对数幅频特性

#### 4.1.3 电流调节器的参数计算

要求电流超调量  $\sigma_i \leq 5\%$ , 按表 4.2-2, 可选  $\xi = 0.707$ ,  $K_1 T_{\Sigma} = 0.5$ , 则

$$K_1 = \omega_{ci} = \frac{0.5}{T_{\Sigma}} = 136.2\text{s}^{-1}$$

再利用式 (4.6-40) 得到  $K_i = K_1 T_l R / K_s \beta = 1.022$ , 前已选定  $\tau_i = T_l = 0.03\text{s}$ 。

#### 4.1.4 校验电流环近似条件

(1) 晶闸管整流装置传递函数的近似条件:  $\omega_{ci} \leq 1/3 T_s$ 。

(2) 忽略电动势变化对电流环影响的近似条件:  $\omega_{ci} \geq 3\sqrt{1/T_m T_l}$ 。

(3) 电流环小时数近似处理条件:  $\omega_{ci} \leq \frac{1}{3}\sqrt{1/T_s T_{\alpha}}$ 。

代入具体数据计算后表明, 上述近似条件均得到满足。

#### 4.2 转速调节器的设计

##### 4.2.1 电流环的等效闭环传递函数

电流环经进一步简化后可视作转速环内的一个环节, 如图 4.6-8 (a) 可见

$$W_{\text{cli}}(s) = \frac{I_d(s)}{U_i^*(s)/\beta} = \frac{s(T_{\Sigma} s + 1)}{1 + \frac{K_i}{s(T_{\Sigma} s + 1)}} = \frac{1}{\frac{T_{\Sigma}^2}{K_i} s^2 + \frac{1}{K_i} s + 1} \quad (4.6-41)$$

采用高阶系统的降阶近似处理的方法忽略高次项,  $W_{\text{cli}}(s)$  可降阶近似为

$$W_{\text{cli}}(s) \approx \frac{1}{\frac{1}{K_i} s + 1} \quad (4.6-42)$$

降阶近似条件是  $\omega_{cn} \leq \frac{1}{3}\sqrt{\frac{K_i}{T_{\Sigma}}}$  (4.6-43)

式中:  $\omega_{cn}$  为转速环开环频率特性的截止频率。

放在转速环内, 电流环等效环节的输入量应为  $U_i^*(s)$ , 因此电流环的等效传递函数为

$$\frac{I_d(s)}{U_i^*(s)} = \frac{W_{\text{cli}}(s)}{\beta} \approx \frac{1}{\frac{1}{K_i} s + 1} \quad (4.6-44)$$

原来是双惯性的电流环控制对象, 经小闭环改造后, 便近似成一个单惯性环节。

##### 4.2.2 转速环动态结构图的化简

电流环用其等效传递函数代替后, 转速控制系统的动态结构图如图 4.6-9 (a) 所示。把转速给定滤波和反馈滤波环

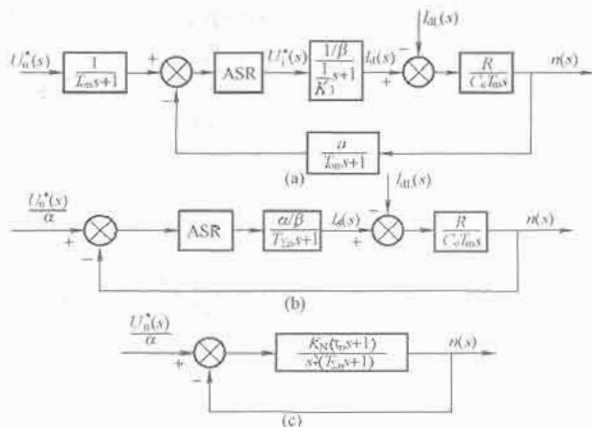


图 4.6-9 转速环的动态结构图及其简化

(a) 用等效环节代替电流环; (b) 小惯性环节的近似处理并等效成单位负反馈系统; (c) 校正后成为典型 II 型系统

节等效地移到环内,再将小时间常数合并为时间常数  $T_{\Sigma n}$  的小惯性环节,  $T_{\Sigma n} = 1/K_1 + T_{cn} = 1/136.2 + 0.01 = 0.01734s$ , 转速环结构图可简化成图 4.6-9 (b)。

#### 4.2.3 转速调节器结构的选择

图 4.6-9 (b) 中,在负载扰动  $I_{dl}(s)$  后面有一个积分环节,而系统实现无静差的必要条件是:在负载扰动点之前必须含有一个积分环节。因此,转速开环传递函数中应有两个积分环节,应该按典型 II 型系统设计。由此可见,ASR 也应该采用 PI 调节器,其传递函数为

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \quad (4.6-45)$$

式中:  $K_n$  为转速调节器的比例系数;  $\tau_n$  为转速调节器的超前时间常数。

转速系统的开环传递函数为

$$W_n(s) = \frac{K_n(\tau_n s + 1)}{\tau_n s} \cdot \frac{\alpha R}{C_e T_m s(T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_n \alpha R (\tau_n s + 1)}{\tau_n C_e T_m s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)}$$

令转速环开环增益  $K_N$  为

$$K_N = \frac{K_n \alpha R}{\tau_n C_e T_m} \quad (4.6-46)$$

$$\text{则} \quad W_n(s) = \frac{K_N(\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} \quad (4.6-47)$$

不考虑负载扰动时,校正后的调速系统动态结构图如图 4.6-9 (c) 所示。

#### 4.2.4 转速调节器的参数计算

转速调节器的参数包括  $K_n$  和  $\tau_n$ , 按照典型 II 型系统的参数关系

$$\tau_n = h T_{\Sigma n} \quad (4.6-48)$$

$$K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_{\Sigma n}^2} \quad (4.6-49)$$

$$\text{因此} \quad K_n = \frac{(h+1) C_e T_m}{2h \alpha R T_{\Sigma n}} \quad (4.6-50)$$

要求转速环的跟随性能和抗扰性能都比较好,因此一般应选择  $h=5$ , 将已知参数代入式 (4.6-48) ~ 式 (4.6-50) 后,得  $\tau_n = 0.0867s$ ,  $K_N = 399.1s^{-2}$ ,  $K_n = 11.74$ 。

#### 4.2.5 校验转速环近似条件

(1) 电流环传递函数简化条件:  $\omega_{cn} \leq 1/3 \sqrt{K_1/T_{\Sigma n}}$ 。

(2) 转速环小时间常数近似处理条件:  $\omega_{cn} \leq 1/3 \sqrt{K_1/T_{0n}}$ 。

由式 (4.6-10) 得转速环截止频率为  $\omega_{cn} = K_N/\omega_1 = K_N \tau_n = 34.6s^{-1}$ , 代入具体数据计算后表明,上述近似条件均得到满足。

#### 4.2.6 校验转速超调量

当  $h=5$  时,由表 4.6-6 中查得典型 II 型系统阶跃输入的跟随性能指标  $\sigma_n = 37.6\%$ , 不能满足设计要求。实际上,表 4.6-6 中的数据是按线性系统计算的,而突加阶跃给定时,ASR 很快饱和,转速环进入非线性状态,应按 ASR 退饱和的情况重新计算超调量。

#### 4.3 转速退饱和和超调量的计算

突加给定电压  $U_n^*$  后,转速调节器很快就进入饱和状态,输出恒定的限幅电压  $U_{im}^*$ ,使电动机在恒流条件下起动,转速按线性规律增长,如图 4.6-10 所示。当转速上升到  $U_n^*$  所对应的稳态值  $n^*$  时(图 4.6-10 中的  $O'$  点),转速调节器 ASR 开始退饱和,由于此时电动机电流  $I_d$  仍大于负载电流

$I_{dL}$ , 转速必然超调。但这已经不是按线性系统规律的超调,而是经历了饱和和非线性区域之后的超调,称作“退饱和超调”。退饱和时,转速环又回到线性状态,但初始条件与在线性状态中突加给定时不同,因而过渡过程也不一样。

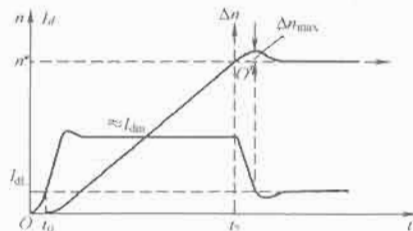


图 4.6-10 双闭环直流调速系统转速调节器经历饱和时的起动过程

如果把转速退饱和过程与同一系统在负载扰动下的过渡过程对比一下,不难发现二者之间的相似之处。首先将图 4.6-10 的坐标从  $O$  点移到  $O'$  点,假定调速系统原来是在  $I_{dL} = I_{dm}$  的条件下运行于转速  $n^*$ ,突然将负载由  $I_{dm}$  降到  $I_{dL}$ ,转速会产生一个速升与恢复的过程,由于系统的数学模型和初始条件都一样,突减负载的速升过程与退饱和和超调过程是完全相同的。可以利用表 4.6-7 给出的典型 II 型系统抗扰性能指标来计算退饱和超调量,只要注意正确计算  $\Delta n$  的基准值即可。

在考虑典型 II 型系统抗扰性能指标时,由式 (4.6-19) 表达的  $\Delta C$  的基准值是  $C_b = 2FK_2 T$ ,在转速环中,  $K_2 = R/C_e T_m$ ,  $T = T_{\Sigma n}$ ,而突减负载的扰动量  $F = I_{dm} - I_{dL}$ ,所以  $\Delta n$  的基准值应该是  $\Delta n_b = 2RT_{\Sigma n}(I_{dm} - I_{dL})/C_e T_m$ 。

令  $\lambda$  为电动机允许的过载倍数,即  $I_{dm} = \lambda I_{dN}$ ;

$\alpha$  为负载系数,  $I_{dL} = \alpha I_{dN}$ ;

$\Delta n_N$  为调速系统开环机械特性的额定稳态速降,  $\Delta n_N = \frac{I_{dN} R}{C_e}$ 。

代入  $\Delta n_b$  式,可得

$$\Delta n_b = 2(\lambda - \alpha) \Delta n_N \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \quad (4.6-51)$$

作为转速超调量  $\sigma_n\%$ ,其基准值应该是  $n^*$ ,因此退饱和和超调量可以再经基准值换算后求得,即

$$\sigma_n\% = \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) \frac{\Delta n_b}{n^*} = 2 \left( \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \% \right) (\lambda - \alpha) \frac{\Delta n_N}{n^*} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m} \quad (4.6-52)$$

由表 4.6-7 查得,当  $h=5$  时,  $\Delta C_{\max}/C_b = 81.2\%$ ,再代入其他数据,可知  $\sigma_n\% = 8.28\%$ ,显然能满足设计要求。

#### 4.4 对转速超调的抑制——转速微分负反馈

转速调节器和电流调节器都采用 PI 调节器的双闭环直流调速系统具有良好的稳态和动态性能,结构简单,工作可靠,设计和调试方便,实践证明,它是一种性能很好、应用最广的调速系统。然而,略有不足之处就是,起动时转速调节器饱和和后转速必然超调,而且抗扰性能的提高也受到限制。在某些不允许转速超调,或对动态抗扰性能要求很高的地方,仅仅采用两个 PI 调节器就显得无能为力了。

解决这个问题一个简单有效的方案就是在转速调节器上增设转速微分负反馈,这时,转速负反馈和微分负反馈两个作用叠加起来,使转速调节器提早退出饱和状态,退饱和和后转速继续上升时,可以减少超调量,甚至完全消灭转速超调。在突加负载扰动时,也能大大地降低动态速降。

图 4.6-11 绘出了带转速负反馈 1 与带转速负反馈和转速微分负反馈 2 的双闭环调速系统的起动过程。在曲线 1 上, 当  $t=t_2$  时,  $n$  达到给定值  $n^*$  ( $O'$  点), ASR 开始退饱和, 其后转速必然有超调。加入转速微分负反馈后 (曲线 2), 退饱和点提前到  $T$  点, 所对应的转速  $n_1$  比  $n^*$  低, 提早进入了线性闭环系统的工作状态, 由于  $I_d \geq I_{dl}$ , 转速虽仍继续上升, 但有可能不出现超调就趋于稳定。

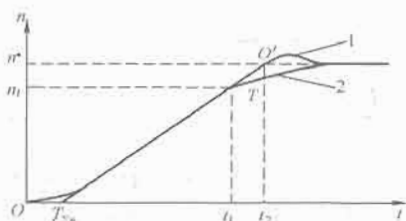


图 4.6-11 双闭环直流调速系统的起动过程

1—带转速负反馈; 2—带转速负反馈和转速微分负反馈

图 4.6-12 (a) 绘出了增设转速微分负反馈的转速环动态结构框图, 图中,  $\tau_{dn}$  是转速微分时间常数,  $T_{\Sigma n}$  是转速微

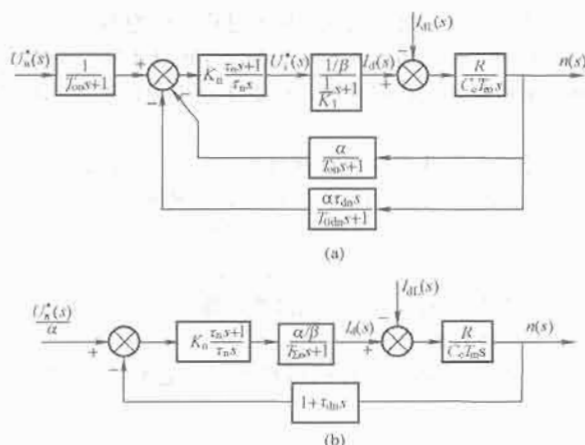


图 4.6-12 带转速微分负反馈的转速环动态结构框图

(a) 原始结构框图; (b) 简化后的结构框图

分滤波时间常数。为了分析方便起见, 取  $T_{\Sigma n} = T_{\Sigma n}$ , 再将滤波环节都移到环内, 并按小惯性环节近似处理, 令  $T_{\Sigma n} = 1/K_1 + T_{\Sigma n}$ , 得简化后的结构框图如图 4.6-12 (b) 所示。

转速调节器退饱和后, 系统进入线性过渡过程, 其初始条件就是退饱和点 (图 4.6-11 中的  $T$  点), 即转速为  $n_1$ , 电流为  $I_{dl}$ 。退饱和和转速  $n_1$  需通过退饱和时间  $t_1$  来计算, 经过分析, 可得退饱和时间  $t_1$  为

$$t_1 = \frac{C_e n^* T_m}{R(I_{dl} - I_{dl})} + T_{\Sigma n} - \tau_{dn} \quad (4.6-53)$$

退饱和转速为

$$n_1 = n^* - \frac{R(I_{dl} - I_{dl})}{C_e T_m} \tau_{dn} \quad (4.6-54)$$

与未加微分负反馈的情况相比, 退饱和时间的提前量恰好就是微分时间常数  $\tau_{dn}$ , 而退饱和转速的提前量是  $R(I_{dl} - I_{dl}) / C_e T_m \tau_{dn}$ 。

转速微分负反馈环节中待定的参数是  $\tau_{dn}$ ,  $\tau_{dn}$  的近似工程计算公式为

$$\tau_{dn} = \frac{4h+2}{h+1} T_{\Sigma n} - \frac{2\sigma n^* T_m}{(\lambda - z) \Delta n_N} \quad (4.6-55)$$

式中:  $\sigma$  为用小数值表示的允许超调量。

如果要求无超调, 即令  $\sigma=0$ , 式 (4.6-55) 中第 1 项即为所需的  $\tau_{dn}$  值。如果  $\tau_{dn}$  大于此值, 则过渡过程更慢, 仍为无超调, 这时用式 (4.6-55) 计算出来的  $\sigma$  为负值, 这是没有意义的, 因此, 无超调时的微分时间常数应该是

$$\tau_{dn} |_{\sigma=0} \geq \frac{4h+2}{h+1} T_{\Sigma n} \quad (4.6-56)$$

当  $h=5$ ,  $T_{\Sigma n} = 0.01734s$  时, 无超调的转速微分时间常数至少为  $\tau_{dn} = 0.0636s$ 。

## 5 交流调速系统设计举例

在交流调速系统中, 以矢量控制的异步电动机调速系统为例, 按照基于典型系统的工程设计方法进行设计。图 4.6-13 是基于电压型逆变器的直接矢量控制系统, 在转速环和磁链环内各带一个电流内环, 以改善电流控制性能。

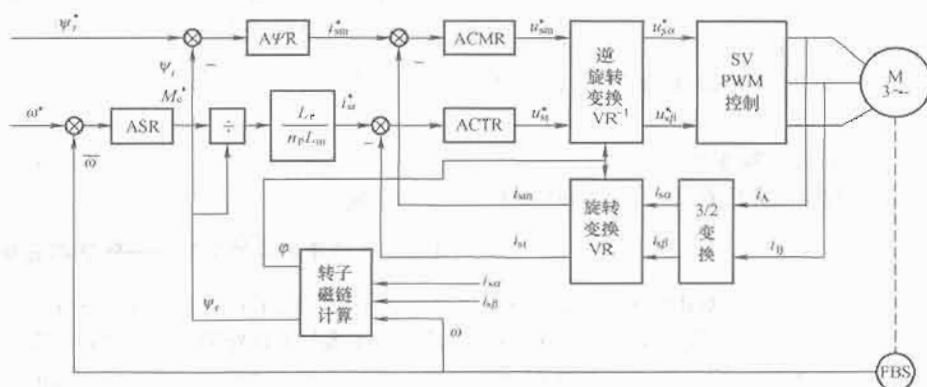


图 4.6-13 基于电压型逆变器的直接矢量控制系统

忽略逆变器和电流环小时间常数的影响,  $T_e^*$  后面的 “ $\div \psi_r$ ” 可以和电动机模型中固有的 “ $\times \psi_r$ ” 抵消, 实现了转矩与转子磁链的动态解耦。于是整个矢量控制系统可以解耦成转速和磁链两个线性子系统, 其结构图如图 4.6-14 所示 (暂不考虑给定和反馈的滤波), 图中, 近似认为电流闭环是一阶惯性环节,  $T_{\Sigma i}$  是其等效的小时间常数, 采用电流闭环控制的 PWM 变频器-异步电动机数学模型近似看成是

两个电流分量输入的数学模型。

### 5.1 转速调节器的设计

在高性能的矢量控制系统中, 对转速环的主要要求和直流调速系统中是一样的: 转速无静差、抗负载扰动能力强, 许多系统还希望有快速的动态转速响应。因此, 应该把转速环校正成典型 II 型系统, ASR 应采用 PI 调节器, 其传递函数为



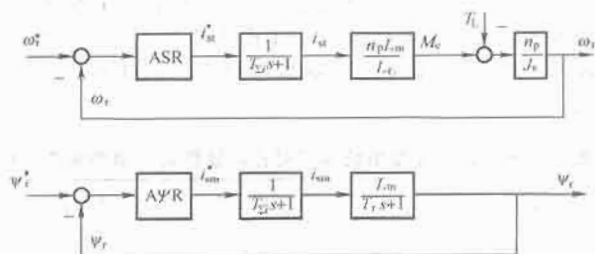


图 4.6-14 矢量控制系统解耦后的  
转速和磁链子系统结构图  
(转速环中, 在 \$T\_r\$ 前的“\$\times \psi\_r\$”  
环节已与 ASR 后的“\$\div \psi\_r\$”环节抵消)

$$W_{ASR}(s) = \frac{K_{\omega}(\tau_{\omega}s + 1)}{\tau_{\omega}s} \quad (4.6-57)$$

于是转速环的开环传递函数为

$$W_{\omega}(s) = \frac{K_{\omega}(\tau_{\omega}s + 1)}{\tau_{\omega}s} \cdot \frac{n_p^2 L_m}{J L_r s(T_{\Sigma}s + 1)} = \frac{K_{\Omega}(\tau_{\omega}s + 1)}{s^2(T_{\Sigma}s + 1)} \quad (4.6-58)$$

其中, 转速环开环增益 \$K\_{\Omega}\$ 为

$$K_{\Omega} = \frac{K_{\omega} n_p^2 L_m}{J L_r \tau_{\omega}} \quad (4.6-59)$$

按照典型 II 型系统的参数关系, 取 \$h=5\$, 则 \$\tau\_{\omega} = 5T\_{\Sigma}\$, \$K\_{\Omega} = 6/50T\_{\Sigma}^2\$, 因此 \$K\_{\omega} = 0.6JL\_r/n\_p^2L\_mT\_{\Sigma}\$。

和直流调速系统设计时一样, 转速超调量也应按退饱和超调计算。

## 5.2 磁链调节器的设计

对磁链环的要求是超调小和无静差, 因此 \$\Delta \Psi R\$ 也应采用 PI 调节器, 并把磁链环校正成典型 I 型系统。\$\Delta \Psi R\$ 的传递函数为

$$W_{\Delta \Psi R}(s) = \frac{K_{\Psi}(\tau_{\Psi}s + 1)}{\tau_{\Psi}s} \quad (4.6-60)$$

磁链环的开环传递函数为

$$\begin{aligned} W_{\Psi}(s) &= \frac{K_{\Psi}(\tau_{\Psi}s + 1)}{\tau_{\Psi}s} \cdot \frac{L_m}{(T_{\Sigma}s + 1)(T_r s + 1)} \\ &= \frac{K_{\Psi}(\tau_{\Psi}s + 1)}{s(T_{\Sigma}s + 1)(T_r s + 1)} \end{aligned} \quad (4.6-61)$$

其中, 磁链环开环增益 \$K\_{\Psi}\$ 为

$$K_{\Psi} = \frac{K_{\Psi} L_m}{\tau_{\Psi}} \quad (4.6-62)$$

按照典型 I 型系统的参数关系, 取 \$\tau\_{\Psi} = T\_r\$, \$K\_{\Psi} = \frac{1}{2T\_{\Sigma}}\$, 于是 \$K\_{\Psi} = \frac{T\_r}{2L\_m T\_{\Sigma}}\$, 且开环传递函数可简化为

$$W_{\Psi}(s) = \frac{K_{\Psi}}{s(T_{\Sigma}s + 1)} \quad (4.6-63)$$

这正是典型 I 型系统。

## 6 调节器最佳整定设计法

Siemens 公司提出的“调节器最佳整定设计法”在国际上至今仍在通用, 应当予以介绍, 并进行评价。在最佳整定设计法中, 作为设计标准的系统也分为两类, 即: ①模最佳整定 (二阶最佳系统); ②对称最佳整定 (三阶最佳系统)。所谓“最佳”, 在德文原文中的含义是: 调节器参数的“最佳整定”, 与控制理论中的“最佳 (最优) 控制”的意义完全不同。

### 6.1 模最佳 (二阶最佳) 整定

“模最佳”的概念是闭环系统幅频特性的模 \$M(\omega)\$ 恒等于 1, 即

$$M(\omega) = |W_d(j\omega)| \equiv 1 \quad (4.6-64)$$

这时, 输出与输入相等, 动态误差为零, 跟随性能最好, 然而实际系统总有惯性或滞后, 不可能完全满足这个条件, 只能是在频率较低时使 \$M(\omega)\$ 趋近于 1。

对于标准的二阶系统, 式 (4.6-4) 给出了它的闭环传递函数, 现重述如下

$$W_d(s) = \frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

经推导可知

$$\begin{aligned} M(\omega) &= |W_d(j\omega)| = \frac{\omega_n^2}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + 4\zeta^2\omega_n^2\omega^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + (4\zeta^2 - 2)\frac{\omega^2}{\omega_n^2} + \frac{\omega^4}{\omega_n^4}}} \end{aligned}$$

显然, \$M(\omega)\$ 在低频带内趋近于 1 的条件是: \$4\zeta^2 - 2 = 0\$, 即

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad (4.6-65)$$

这就是二阶系统参数的模最佳整定值。

### 6.2 对称最佳 (三阶最佳) 整定

工程设计方法中的典型 II 型系统如式 (4.6-3) 所示:

$$W(s) = \frac{K(\tau s + 1)}{s^2(Ts + 1)}$$

“调节器最佳整定设计法”也把此系统视作标准的三阶系统, 所不同的是, 在典型 II 型系统中按闭环幅频特性峰值 \$M\_r\$ 最小准则确定参数关系, 而在这里的“对称最佳整定”是以开环对数频率特性的相角稳定余量最大 (\$\gamma\_{\max}\$) 为准则的。由式 (4.6-3) 可知

$$\gamma = \arctan \omega_c \tau - \arctan \omega_c T \quad (4.6-66)$$

按照 \$d\gamma/d\omega\_c = 0\$ 求得 \$\gamma\_{\max}\$ 的条件为

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{\tau T}} \quad (4.6-67)$$

式 (4.6-67) 表明, 此时 \$\omega\_c\$ 恰好位于开环对数幅频特性两个转折频率 \$1/\tau\$ 和 \$1/T\$ 的中点, 也就是说, 两个拐点在 \$\omega\_c\$ 左右对称, 所以按 \$\gamma\_{\max}\$ 的参数整定叫作“对称最佳整定”。进一步推导可得“对称最佳整定”参数关系为

$$\tau = 4T \quad K = \frac{1}{8T^2} \quad (4.6-68)$$

式 (4.6-3) 所表示的标准三阶系统在“对称最佳整定”参数关系下的阶跃响应跟随性能可经计算求得: 超调量 \$\sigma = 43.4\%\$, 上升时间 \$t\_r = 3.1T\$。这样的超调量显然太大, 于是, 对称最佳整定法在闭环系统前面再加入一个给定滤波环节, 并取其传递函数为

$$\frac{1}{\tau s + 1} = \frac{1}{4Ts + 1}$$

接入此环节后恰好把原系统分子中的比例微分项消掉, 从而降低了超调量, 计算后得 \$\sigma = 8.1\%\$, \$t\_r = 7.6T\$。

### 6.3 对“调节器最佳整定设计法”的评价

“调节器最佳整定设计法”把种类繁多的控制系统概括为简单的二阶和三阶系统, 意义明确; 把计算复杂的频率法转变成简单的代数公式, 简明好记; 这些都是它的优点, 是

它能够得到广泛应用的主要原因。采用典型系统的“工程设计方法”继承并发扬了这些优点,又针对“最佳整定法”的一些不足之处予以改进。

(1) 标准系统名称。“调节器最佳整定设计法”选择二阶最佳系统和三阶最佳系统为标准系统,“工程设计方法”选择典型Ⅰ型系统和典型Ⅱ型系统为标准系统。从开环传递函数上看,典型Ⅰ型系统和二阶最佳系统是一样的,典型Ⅱ型系统也与三阶最佳系统相同,所不同的只是名称。“Ⅰ型”和“Ⅱ型”反映了系统的稳态精度,是系统的一项本质;而“二阶”和“三阶”只是系统的形式,若忽略三阶系统中的一个小时常数,就可以降低成二阶系统,并不影响系统的本质,但在“最佳整定法”中就完全不同了。因此,按典型Ⅰ型系统和典型Ⅱ型系统分类更为恰当。

(2) 参数整定。“二阶最佳系统”只认定一种参数是“最佳”,即 $\zeta=0.707$ ;而“典型Ⅰ型系统”则可以有参数的选择范围,见表4.6-2,如果工艺要求跟随性能无超调,则应选 $\zeta=1$ ,如果主要要求响应快,可选 $\zeta=0.5$ ,只有当没有特殊要求时,才选择折衷的参数 $\zeta=0.707$ ,此外,“二阶最佳系统”只考虑到跟随性能,而“典型Ⅰ型系统”还可以按表4.6-3根据抗扰性能来确定参数 $T$ 。显然,“典型Ⅰ型系统”在参数选择上比“二阶最佳”(模最佳)更为全面。

“三阶最佳系统”只认定一组最佳参数: $\tau=4T$ 和 $K=1/8T^2$ ,若用中频宽 $h$ 来表示,相当于 $h=4$ ;而“典型Ⅱ型系统”可根据跟随性能和抗扰性能在 $h=3\sim 10$ 的范围内进行选择,虽以 $h=5$ 的综合性能最好(见表4.6-6和表4.6-7),但可以按照工艺要求有不同的选择,显然也是更全面的。“三阶最佳系统”的最佳准则是 $\gamma_{\max}$ ,即开环对数频率特性的相角稳定余量最大,而“典型Ⅱ型系统”确定 $\tau$ 和 $K$

关系的准则是 $M_{\min}$ ,即闭环幅频特性峰值最小。准则不同,效果也不一样,表4.6-10给出了作为线性系统的典型Ⅱ型系统与三阶最佳系统(对称最佳整定)的动态性能对比数据。

表4.6-10 典型Ⅱ型系统与“对称最佳整定”动态性能比较

设计方法		典型Ⅱ型系统		对称最佳整定
参数选择的准则		$M_{\min}$		$\gamma_{\max}$
中频宽		$h=5$	$h=4$	$h=4$
跟随性能	$\sigma$	37.6%	43.6%	43.4%
	$t_r/T$	2.85	2.65	3.1
抗扰性能	$\frac{\Delta C_{\max}}{C_h \times 100\%}$	81.2	77.5	88.5
	$t_v/T$	8.80	10.45	13.5

(3) 饱和和非线性。“调节器最佳整定设计法”的关键缺点是没有考虑饱和和非线性问题。二阶和三阶最佳系统都只按线性系统规律进行分析,所得结果与调节器带饱和效应的实际系统背道而驰。例如,按“三阶最佳”设计双闭环直流调速系统的转速调节器时,认为超调量很大,而实际系统的退饱和超调量要小得多。考虑到这一点,在基于典型系统的“工程设计方法”中增设了退饱和超调量的计算和对转速超调的抑制。而“调节器最佳整定设计法”不考虑饱和问题,仍按线性系统规律硬去加大给定滤波以抑制超调,根本不符合实际情况,没有实际意义。实践证明,按“对称最佳”确定的转速调节器参数总是不对的,到实际装置上还要重新进行试凑性的整定。

## 参考文献

- [1] 天津电气传动设计研究所. 电气传动自动化技术手册. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [2] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 1992.
- [3] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统——运动控制系统. 第3版. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [4] Leonhard, W. Control of electrical drives. 第3版. Springer-Verlag, 2001.
- [5] Theodore Wildi. 电机、拖动及电力系统. 北京: 科学出版社, 2002.
- [6] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen D. Umans. Electric machinery. 第6版. McGraw-Hill Companies Inc., 2003.
- [7] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. Analysis of electric machinery and drive systems. IEEE Press Power Engineering Series, John Wiley & Sons Inc., 2001.
- [8] 顾绳谷. 电机及拖动基础. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [9] 汤蕴璆, 史乃. 电机学. 第1版. 北京: 机械工业出版社, 1999.
- [10] 第2版编辑委员会. 电气工程师手册. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [11] 阮毅, 陈维钧. 运动控制系统. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [12] 杨耕, 罗应立等. 电动机与运动控制系统. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [13] Bimal K. Bose. Modern power electronics and ac drives. 第3版. Prentice Hall PTR, 2002.
- [14] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术. 第4版. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [15] 陈坚. 电力电子学——电力电子变换和控制技术. 北京: 高等教育出版社, 2002.
- [16] 李永东. 交流电动机数字控制系统. 电气自动化新技术丛书. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [17] 李崇坚. 交流同步电动机调速系统. 北京: 科学出版社, 2006.
- [18] 马小亮. 大功率交—交变频调速及矢量控制技术. 电气自动化新技术丛书. 第3版. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [19] 陈伯时, 陈敏逊. 交流调速系统. 电气自动化新技术丛书. 第2版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [20] 陈坚. 交流电动机数学模型及调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1989.
- [21] 陈国呈. PWM变频调速及软开关电力变换技术. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [22] Blaschke F. The principle of field orientation as applied to the new TRANSVEKTOR closed loop control system for rotating field machines. Siemens Review, 1972.
- [23] 陈伯时. 变频调速系统的矢量变换控制. 上海工业大学学报, 1984(4).
- [24] Depenbrock M. Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine. IEEE Trans. PEL, 1988(3): 420-429.
- [25] Takahashi I., Noguchi T. A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Trans. IA, 1986.
- [26] 陈伯时, 冯晓刚等. 电气传动系统的智能控制. 电气传动, 1997(1).
- [27] Z Krzeminski. Nonlinear control of induction motor. Pros. IFAC'87, 1987, 3: 349-354.
- [28] M Bodson, J Chiasson, R Novotnak. High performance induction motor control via input-output linearization. IEEE Contr. Syst Mag, 1994, 14: 25-33.
- [29] 陈伯时, 徐荫定. 电流滞环控制 PWM逆变器—异步电动机的非线性解耦控制系统. 自动化学报, 1994(1).
- [30] 阮毅, 陈伯时等. 矢量控制系统是异步电动机的非线性解耦控制的一类实现. 电气传动, 1993(6).
- [31] B. Chen, Y. Ruan 等. Nonlinear decoupling control strategy for variable frequency induction motor system fed by hysteresis-band current-controlled PWM inverter. Proceedings of EPE Brighton, 1993, 10, 4: 98-101.
- [32] Chen Boshi, Ruan Yi 等. Nonlinear decoupling control of inverter-fed induction motor system with feedback linearization. Proceedings of IFAC'90, Tallinn, USSR, 1990, 8, 8: 191-196.
- [33] P Vas. Sensor-less Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press, 1998.
- [34] 阮毅, 徐静, 陈伯时. 智能PI控制在交流调速中的应用. 电工技术学报, 2005(3).
- [35] 郭庆鼎, 王成元. 交流伺服系统. 北京: 机械工业出版社, 1994.
- [36] 秦忆. 现代交流伺服系统. 武汉: 华中理工大学出版社, 1995.
- [37] 任兴权. 电力拖动最优控制. 沈阳: 东北工学院出版社, 1992.
- [38] 曲家骥, 王季秩. 伺服控制系统中的传感器. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [39] 段文泽, 童明徽. 电气传动控制系统及其工程设计. 重庆: 重庆大学出版社, 1989.
- [40] 舒志兵等. 交流伺服运动控制系统. 北京: 清华大学出版社, 2006.
- [41] 俞金寿. 工业过程先进控制. 北京: 中国石化出版社, 2002.
- [42] 史敬灼. 步进电动机伺服控制技术. 北京: 科学出版社, 2006.
- [43] 敖荣庆, 袁坤. 伺服系统. 北京: 航空工业出版社, 2006.
- [44] 金钰, 胡祐德, 李向春. 伺服系统设计指导. 北京: 北京理工大学出版社, 2000.
- [45] 张莉松, 胡祐德, 徐立新. 伺服系统原理与设计. 第3版. 北京: 北京理工大学出版社, 2006.
- [46] Rong-Jong Wai, Kuo-Ho Su. Adaptive enhanced fuzzy sliding-mode control for electrical servo drive. IEEE Trans. IE, 2006, 53(2), 569-580.
- [47] 陈伯时等. 考虑调节器饱和时直流双闭环调速系统转速微分负反馈参数的工程设计. 电工技术学报, 1986(3).

- [48] Бесекинский В. А. 自动调节系统的动态综合, 冯明义, 译. 北京: 科学出版社, 1977.
- [49] 陈广州. 电子最佳调节原理. 电气传动, 1973(4).
- [50] 陈广州. 电子最佳调节的饱和超调及其抑制. 电气传动, 1980(1).
- [51] 马济泉等. 大型热连轧机主传动不对称可逆可控硅供电系统的设计与分析. 电气传动, 1985(6).



## 第5篇 装备制造电气自动化

主编单位：哈尔滨工业大学

主 编：徐殿国 于 泳 贵献国 杨 明

主 审：王 炎（哈尔滨工业大学）

编写人员：徐殿国（哈尔滨工业大学）

于 泳（哈尔滨工业大学）

贵献国（哈尔滨工业大学）

杨 明（哈尔滨工业大学）



# 第1章 装备制造电气自动化概述

## 1 装备制造电气自动化的作用及范畴

### 1.1 装备制造电气自动化的作用

装备制造业是指为国民经济各部门简单再生产和扩大再生产提供技术装备的各制造工业的总称。其产业范围包括机械工业(含航空、航天、船舶和兵器等制造行业)和电子工业中的投资类产品。按国民经济行业划分,其范围包括金属制造业、普通机械制造业、专用设备制造业、交通运输设备制造业、电气机械及器材制造业、电子及通信设备制造业、仪器仪表及文化办公用机械制造业等七大行业中的重工业。

机械工业是国民经济的装备产业,是科学技术物化的基础,是高新技术产业化的载体,是国防建设的基础工业,也是为提高人民生活质量提供消费类机电产品的行业。而装备业又称为机械工业乃至整个制造业的“母机”产业,具有产业关联度高、需求弹性大、对经济增长带动促进作用强、对国家积累和社会就业贡献大等特点。各工业化国家经济发展的历程表明,没有强大的装备制造业,就不可能实现国民经济的工业化、现代化和信息化。

进入21世纪,我国机床制造业既面临着提升机械制造业水平的需求而引发的制造装备发展的良机,也遭遇到加入WTO后激烈的市场竞争的压力。从技术层面上来讲,加速推进数控技术将是解决机床制造业持续发展的一个关键。

数控机床及由数控机床组成的制造系统是改造传统产业、构建数字化企业的重要基础装备,它的发展一直备受人们的关注。数控机床以其卓越的柔性自动化的性能、优异而稳定的精度、灵活而多样化的功能令世人瞩目,它开创了机械产品向机电一体化方向发展的先河,因此数控技术成为先进制造技术中的一项核心技术。另一方面,通过持续的研究、信息技术的深化应用促进了数控机床的进一步提升。

工业控制自动化技术是一种运用控制理论、仪器仪表、计算机和其他信息技术,对工业生产过程实现检测、控制、优化、调度、管理和决策,达到增加产量、提高质量、降低消耗、确保安全等目的的综合技术,主要包括工业自动化软件、硬件和系统三大部分。工业控制自动化技术作为20世纪现代制造领域中最重要技术之一,主要解决生产效率与一致性问题。虽然自动化系统本身并不直接创造效益,但它对企业生产过程有明显的提升作用。

### 1.2 装备制造电气自动化的范畴

#### 1.2.1 运动控制技术

运动控制器是在以高速数字信号处理器(DSP)为代表的高性能高速微处理器及大规模可编程逻辑器件如现场可编程门阵列(FPGA)器件的基础上发展而来的。基于个人计算机(PC)总线的开放式运动控制器已成为当今自动化领域应用最广、功能最强的运动控制器,并且在全球范围内得到了广泛的应用。

简单地讲,运动控制器主要用于对机械传动装置的位置、速度进行实时的控制管理,使运动部件按照预期的轨迹

和规定的运动参数完成相应的动作。根据运动控制的特点和应用可将运动控制器分为以下三种:点位控制运动控制器、连续轨迹控制运动控制器和同步控制运动控制器。

开放式结构的运动控制系统能充分利用PC的资源,可以利用第三方软件资源完成用户应用程序开发,将生成的应用程序指令通过总线传输给运动控制器。

基于PC总线的运动控制器是整个控制系统的核心,它接受来自上位PC的应用程序命令,按照设定的运动模式,完成相应的实时运动规划(点位运动、多轴插补协调运动或多轴同步协调运动),向驱动器发出相应的运动指令。

#### 1.2.2 运动控制器的典型应用范围

(1) 点位控制应用。包括印制电路板(PCB)钻床、表面贴装技术(SMT)、晶片自动输送、IC插装机、引线焊接机、纸板运送机驱动、包装系统、码垛机、激光内雕机、激光划片机、坐标检验、激光测量与逆向工程、键盘测试、来料检验、显微仪、定位控制、PCB测试、焊点超声扫描检测、自动织袋机、地毯编织机、定长剪切、折弯机控制等。

(2) 连续轨迹控制应用。包括数控车床、铣床、雕刻机、激光切割机、激光焊接机、激光雕刻机、数控冲压机床、快速成型机、超声波焊接机、火焰切割机、等离子切割机、水射流切割机、特型铣、晶片切割机等。

(3) 同步控制应用。包括套色印刷、包装机械、纺织机械、飞剪、拉丝机、造纸机械、钢板展平、钢板延压、纵剪分条等。

### 1.3 数控系统的基本概念

数字控制(Numerical Control, NC),简称为数控,是一种自动控制技术,是用数字化信号对机床的运动及加工过程进行控制的一种方法。数控机床就是采用了数控技术的机床,或者说是装备了数控系统的机床。

国际信息处理联盟(International Federation of Information Processing, IFIP)第5技术委员会,对数控机床作了如下定义:数控机床是一个装有程序控制系统的机床,该系统能够逻辑地处理具有使用号码或其他符号编码指令规定的程序。

定义中所提的程序控制系统,就是所说的数控系统。数控系统是一种控制系统,它自动阅读输入载体上事先给定的数字量,并将其译码,从而使机床动作和加工零件。

数控系统一般包括数控装置、可编程控制器(PLC)、主轴驱动及进给装置等部分。数控机床是一种高度机电一体化的产品。

自从1952年美国麻省理工学院伺服机构实验室研制出第一台三坐标数控铣床以来,数控系统在制造业,特别是在航空航天工业中被广泛地应用。数控技术无论在硬件或软件方面,进展速度都很快。目前,在市场上已见不到普通的数控(NC)机床,即硬件数控机床,取而代之的是计算机数控机床。计算机数控(Computerized Numerical Control, CNC)是一种数控系统,在此系统中采用存储程序的专用计算机实现部分或全部基本数控功能。计算机数控技术是数控技术的发展。目前所说的数控,一般均指计算机数控。

#### 1.4 数控机床的组成与工作原理

数控机床一般由程序编制及程序载体、输入装置、计算机数控(CNC)装置、伺服驱动及位置检测、辅助控制装置、机床本体等几部分组成。其基本结构框图如图 5.1-1 所示。



图 5.1-1 数控机床的组成

数控程序是数控机床自动加工零件的工作指令。在对加工零件进行工艺分析的基础上，确定零件坐标系在机床坐标系上的相对位置，即零件在机床上的安装位置；刀具与零件相对运动的尺寸参数；零件加工的工艺路线、切削加工的工艺参数以及辅助装置的动作等。得到零件的所有运动、尺寸、工艺参数等加工信息后，用由文字、数字和符号组成的标准数控代码，按规定的方法和格式，编制零件加工的数控程序单。编制程序的工作可由人工进行，对于形状复杂的零件，则要在专用的编程器或通用计算机上进行自动编程或 CAD/CAM 设计。

编好的数控程序，存放在便于输入到数控装置的一种存储载体上，它可以是穿孔纸带、磁带和磁盘等，采用哪一种存储载体，取决于数控装置的设计类型。

输入装置的作用是将程序载体(信息载体)上的数控代码传递并输入数控系统内。根据控制存储介质的不同，输入装置可以是光电阅读机、磁带机或软盘驱动器等。数控机床加工程序也可通过键盘用手工方式直接输入数控系统；数控加工程序还可由编程计算机用 RS-232C 或采用网络通信方式传送到数控系统中。

零件加工程序输入过程有两种不同的方式：一种是边读入边加工(数控系统内存较小时)；另一种是一次性地将零件加工程序全部读入数控装置内部的存储器，加工时再从内部存储器中逐段地调出进行加工。

数控装置是数控机床的核心。数控装置从内部存储器中取出或接受输入装置送来的一段或几段数控加工程序，经过数控装置的逻辑电路或系统软件进行编译、运算和逻辑处理后，输出各种控制信息和指令，控制机床各部分的工作，使其进行规定的有序运动和动作。

零件的轮廓图形往往由直线、圆弧或其他非圆弧曲线组成，刀具在加工过程中必须按零件形状和尺寸的要求进行运动，即按图形轨迹移动。但输入的零件加工程序只能是各线段轨迹的起点和终点坐标值等数据，不能满足要求，因此要进行轨迹插补，也就是在线段的起点和终点坐标值之间进行“数据点的密化”，求出一系列中间点的坐标值，并向相应坐标输出脉冲信号，控制各坐标轴(即进给运动的各执行元件)的进给速度、进给方向和进给位移量等。

驱动装置接受来自数控装置的指令信息，经功率放大后，严格按照指令信息的要求驱动机床移动部件，以加工出符合图样要求的零件。因此，它的伺服精度和动态响应性能是影响数控机床加工精度、表面质量和生产率的重要因素之一。驱动装置包括控制器(含功率放大器)和执行机构两大部分。目前大都采用直流或交流伺服电动机作为执行机构。

位置检测装置将数控机床各坐标轴的实际位移量检测出来，经反馈系统输入到机床的数控装置之后，数控装置将反

馈回来的实际位移量值与设定值进行比较，控制驱动装置按照指令设定值运动。

辅助控制装置的主要作用是接收数控装置输出的开关量指令信号，经过编译、逻辑判别和运动，再经功率放大后驱动相应的电器，带动机床的机械、液压、气动等辅助装置完成指令规定的开关量动作。这些控制包括主轴运动部件的变速、换向和起停指令，刀具的选择和交换指令，冷却、润滑装置的启动停止，工件和机床部件的松开、夹紧，分度工作台转位分度等开关辅助动作。

由于可编程控制器(PLC)具有响应快，性能可靠，易于使用、编程和修改程序并可直接启动机床等特点，现已广泛用作数控机床的辅助控制装置。

数控机床的机床本体与传统机床相似，由主轴传动装置、进给传动装置、床身、工作台以及辅助运动装置、液压气动系统、润滑系统、冷却装置等组成。但数控机床在整体布局、外观造型、传动系统、刀具系统的结构以及操作机构等方面都已发生了很大的变化。这种变化的目的是为了满足不同数控机床的要求和充分发挥数控机床的特点。

#### 1.5 数控机床的分类与适用范围

为了研究数控机床，可以从不同的角度对数控机床进行分类。

##### 1.5.1 按机床运动轨迹分类

(1) 点位控制数控机床。点位控制(Positioning Control)又称为点到点控制(Point to Point Control)。刀具从某一位置向另一位置移动时，不管中间的移动轨迹如何，只要刀具最后能正确到达目标位置的控制方式，称为点位控制。这类控制在移动过程中不进行加工，对两点间的移动速度及运动轨迹没有严格要求，可以先沿一个坐标移动完毕，再沿另一个坐标移动，也可以沿多个坐标同时移动。这类数控机床主要有数控钻床、数控坐标镗床和数控冲剪床等，相应的数控系统称为点位数控系统。

点位控制加工的例子为图 5.1-2 所示的钻孔工作。点位运动如图 5.1-3 所示，从当前位置向目标位置移动刀具时，可采用①或者②、③、④、⑤中的任意一条轨迹。这样，即使移动时的速度和轨迹不同。只要正确地移动到最终目标上就可以。

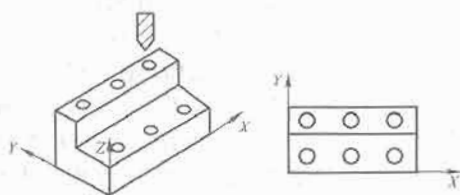


图 5.1-2 点位数控控制加工举例

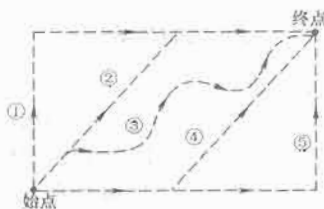


图 5.1-3 点位运动

(2) 直线控制数控机床。直线切削控制(Strait Cut Control)又称为平行切削控制(Parallel Cut Control)。这类数控机床除了控制点到点的准确位置之外，还要保证两点之间移



动的轨迹是一条直线,而且对移动的速度也要进行控制,以便适应随工艺因素变化的不同需要。因为这一类数控机床在两点之间移动时要进行切削加工,所以对于不同的刀具和工件,需要选用不同的切削用量及进给速度。

这一类数控机床包括简易数控车床、数控铣床等。一般情况下,这些数控机床有2~3个可控坐标轴,但同时控制的坐标轴只有1个。

为了能在刀具磨损或更换刀具后,仍可得到合格的零件,这类机床的数控系统常常具有刀具半径补偿的功能、刀具长度补偿的功能和主轴转速控制的功能。直线控制加工的例子如图5.1-4所示。

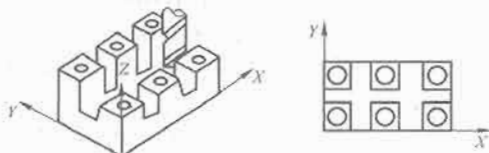


图 5.1-4 直线加工举例

(3) 轮廓控制的数控机床。轮廓控制(Contouring Control)又称为连续轨迹控制(Continuous Path Control)。这类数控机床能够对两个或两个以上运动坐标的位移及速度进行连续相关的控制,因而可以进行曲线或曲面的切削。这类机床有2坐标及2坐标以上的数控铣床、可加工曲面的数控车床、加工中心等。

现代数控机床绝大多数具有两坐标或两坐标以上联动的功能,而且具有刀具半径补偿、丝杠和齿轮的间隙补偿等功能。

按同时控制且相互独立的轴数,可以有2轴控制,2.5轴控制,3、4、5轴控制等。

2轴控制指的是可以同时控制2轴,但机床也许多于2轴。 $X$ 、 $Y$ 、 $Z$ 三个坐标中同时控制 $X$ 、 $Y$ 两个坐标时,可以进行图5.1-5(a)所示的曲线形状加工。同时控制 $X$ 、 $Z$ 坐标和 $Y$ 、 $Z$ 坐标时,可以加工图5.1-5(b)所示形状的零件。

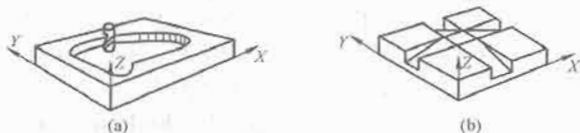


图 5.1-5 同时控制两个坐标的轮廓控制

2.5轴控制是指两个轴连续控制、第3个轴点位或直线控制,从而实现三个主要轴 $X$ 、 $Y$ 、 $Z$ 内的二维控制。

3轴控制是指同时控制 $X$ 、 $Y$ 、 $Z$ 三个坐标,这样刀具在空间的任意方向都可移动,因而能够进行三维的立体加工,如图5.1-6所示。

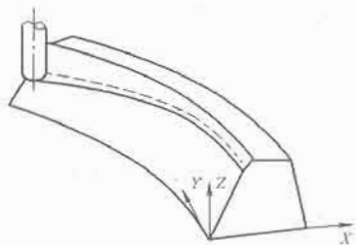


图 5.1-6 轴联动的数控加工

4轴控制是指同时控制四个坐标运动,即在三个坐标之外,再加一个旋转坐标。同时控制四个坐标的数控机床如图

5.1-7所示,可用来加工叶轮或圆柱凸轮。

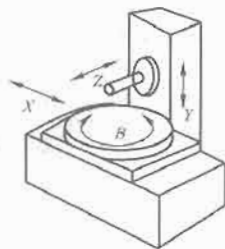


图 5.1-7 同时控制四个坐标的数控机床

5轴控制中的5轴是指在直线坐标 $X$ 、 $Y$ 、 $Z$ 以外,再加上围绕这直线坐标旋转的旋转坐标 $A$ 、 $B$ 、 $C$ 中的两个坐标形成同时控制五个坐标,这时刀具可以给定在空间的任意方向。因而当进行图5.1-8(a)所示曲面切削时,可以使刀具对曲面经常保持一定角度,也可进行图5.1-8(b)所示零件侧面的切削。此外,在一次装卡的情况下,能实现任意方向的孔加工。由于刀具可以按数学规律导向,使之垂直于任何双曲线平面(Double Curve),因此特别适合于加工透平叶片、机翼等。

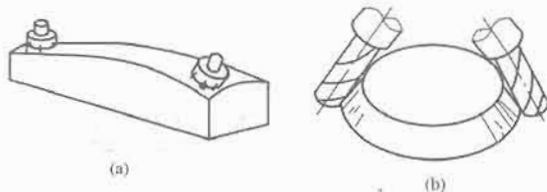


图 5.1-8 5轴联动的数控加工

### 1.5.2 按伺服系统类型的分类

(1) 开环伺服系统数控机床。这是比较原始的一种数控机床。这类机床的数控系统将零件的程序处理后,输出数据指令给伺服系统,驱动机床运动,没有来自位置传感器的反馈信号。最典型的系统就是采用步进电动机的伺服系统,如图5.1-9所示。它一般由环形分配器、步进电动机功率放大器、步进电动机、齿轮箱和丝杠螺母传动副等组成。数控系统每发出一个指令脉冲,经驱动电路功率放大后,驱动步进电动机旋转一个固定角度(即步距角),再经传动机构带动工作台移动。这类系统信息流是单向的,即进给脉冲发出去后,实际移动值不再反馈回来,所以称为开环控制。

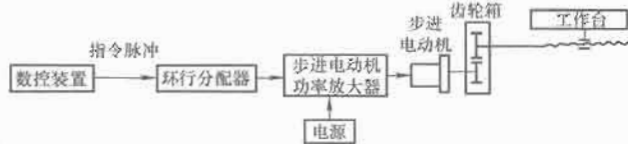


图 5.1-9 开环伺服系统

(2) 闭环伺服系统数控机床。这类机床带有测量装置,直接对工作台的位移量进行检测,其原理如图5.1-10所示。当数控发出位移指令脉冲,经电动机和机械传动装置使机床工作台移动时,安装在工作台上的位置检测器把机械位移变成电参量,反馈到输入端与输入信号相比较,得到的差值经过放大和变换,最后驱动工作台向减少误差的方向移动,直到差值等于零时为止。这类控制系统,因为把机床工作台纳入了位置控制环,故称为闭环控制系统。该系统可以消除包括工作台传动链在内的误差,因而定位精度高、调节速度快,但由于该系统受进给丝杠的拉压刚度、扭转刚度、摩擦阻尼特性和间隙等非线性因素的影响,给调试工作造成很大困难。

如若各种参数匹配不当,将会引起系统振荡,造成不稳定,影响定位精度,而且系统复杂和成本高,故适用于精度要求很高的数控机床,如镗铣床、超精车床、超精铣床等。

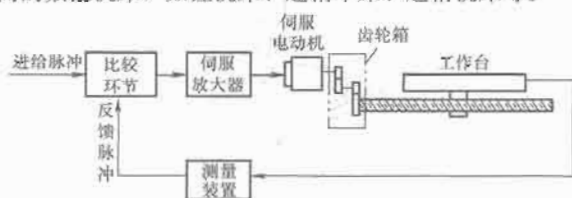


图 5.1-10 闭环伺服系统

(3) 半闭环伺服系统数控机床。大多数数控机床是半闭环伺服系统,这类系统用安装在进给丝杠轴端或电动机轴端的角位移测量元件(如旋转变压器、脉冲编码器、圆光栅等)来代替安装在机床工作台上的直线测量元件,用测量丝杠或电动机轴旋转角位移来代替测量工作台直线位移,其原理如图 5.1-11 所示。因这种系统未将丝杠螺母传动副、齿轮传动副等传动装置包含在闭环反馈系统中,因而称之为半闭环控制系统,它不能补偿位置闭环系统外的传动装置的传动误差,却可以获得稳定的控制特性。这类系统介于开环与闭环之间,精度没有闭环高,调试却比闭环方便,因而得到广泛的应用。

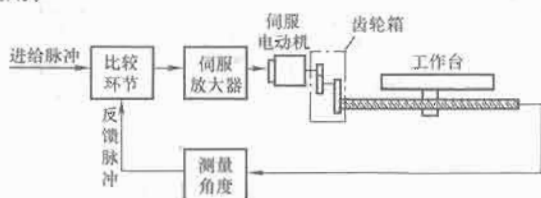


图 5.1-11 半闭环伺服系统

### 1.5.3 按加工工艺类型的分类

(1) 普通数控机床。这类数控机床和传统的通用机床一样,有车、铣、钻、镗、磨床等,而且每一类里又有很多品种,例如数控铣床中就有立铣、卧铣、工具铣、龙门铣等,这类机床的工艺性能和通用机床相似,所不同的是它能加工具有复杂形状的零件。

(2) 加工中心机床。这是一种在普通数控机床上加装一个刀具库和自动换刀装置而构成的数控机床。它和普通数控机床的区别是:工件经一次装夹后,数控系统能控制机床自动地更换刀具,连续、自动地对工件各个加工面进行铣(车)、镗、钻、铰、攻螺纹等多工序加工,故有些资料上又称它为多工序数控机床。

(3) 金属成形类数控机床。如数控折弯机、数控弯管机、数控回转头压力机等。

(4) 数控特种加工机床。如数控线(电极)切割机床、数控电火花加工机床、数控激光切割机床等。

(5) 其他类型的数控机床。如火焰切割机、数控三坐标测量机等。

### 1.5.4 按数控系统功能水平的分类

数控机床按数控系统功能水平可分为低、中、高三档。这种分类方式,在我国用得很多。低、中、高档的界线是相对的,不同时期,划分标准会有所不同。就目前的发展水平来看,大体可从以下几个方面来区分:

(1) 分辨率和进给速度。分辨率为  $10\mu\text{m}$ 、进给速度为  $8\sim 15\text{m/min}$  的为低档;分辨率为  $1\mu\text{m}$ 、进给速度为  $15\sim 24\text{m/min}$  的为中档;分辨率为  $0.1\mu\text{m}$ 、进给速度为  $15\sim 100\text{m/min}$  的为高档。

(2) 伺服进给类型。采用开环、步进电动机进给系统的为低档;中、高档的则采用半闭环或闭环的直流伺服系统或交流伺服系统。

(3) 联动轴数。低档的机床联动轴数一般不超过 2 轴;中、高档的则为 3~5 轴。

(4) 通信能力。低档数控机床一般无通信能力;中档的可以有 RS-232C 或直接数控(Direct Numerical Control, DNC)接口;高档的还可以有制造自动化协议(Manufacturing Automation Protocol, MAP)通信接口,具有连网功能。

(5) 显示功能。低档数控机床一般只有简单的数码管显示或单色阴极射线管(CRT)字符显示;而中档的则具有较齐全的 CRT 显示,不仅有字符,而且有图形、人机对话、状态和自诊断功能等;高档的还可以有三维图形显示。

(6) 内装 PLC。低档数控机床一般外配 PLC,而中、高档的都有内装 PLC。

(7) 主 CPU。低档数控机床一般采用 8bit CPU,中、高档的已经逐步由 16bit CPU 向 32bit CPU 过渡,国外一些新的数控系统甚至已选用了 64bit CPU。

根据以上的一些功能及指标,就可以将各种类型的数控系统分为低、中、高三档,相应的数控机床也有低、中、高三档。

在我国还有经济型数控的提法。所谓经济型数控,一般均属低档数控系统,是指由单板机、单片机和步进电动机组成的数控系统以及其他功能简单、价格低的数控系统。它主要用于车床、线切割机床以及老机床改造等。

### 1.5.5 数控机床的适用范围

数控机床是一种可编程的通用加工设备,但因其设备费用较高,故数控机床有一定的适用范围。一般说来,数控机床特别适用于加工零件形状比较复杂、精度要求高的场合,以及产品更新频繁、生产周期要求短的场合。

根据国内外应用实践,数控加工适用范围可用图 5.1-12 粗略表示。图 5.1-12(a)所示为零件复杂程度和生产批量的不同,三种机床适用范围的变化。图中定性地说:当零件不太复杂、生产批量又较小时,宜采用通用机床;当生产批量很大时,宜采用专用机床;而随着零件复杂程度的提高,数控机床越来越显得适用。现在,随着数控机床的普及,使用范围正由 BCD 向 EFG 复杂性较低的范围扩大,如图 5.1-12(a)所示。图 5.1-12(b)所示为随着生产批量不同,采用通用机床、专用机床或数控机床加工时,生产成本的比较。可见,在多品种、小批量生产情况下,使用数控机床能获得较高的经济效益。

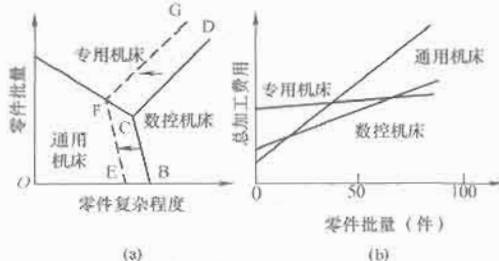


图 5.1-12 数控加工的适用范围

上述分析表明,下面这些类型的零件最适宜于数控加工,即

(1) 用通用机床加工时,要求设计制造复杂的专用夹具或需很长调整时间的零件。

(2) 小批量生产(100 件以下)的零件。

(3) 轮廓形状复杂、加工精度要求高或必须用数字方法决定的复杂曲线、曲面零件。

(4) 要求精密复制的零件。

(5) 预备多次改型设计的零件。

(6) 联合进行钻、镗、铰、攻螺纹及铣削加工的零件，如箱体零件、航空附件壳体、匣等零件。

(7) 价值高的零件，如飞机大梁等零件，此类零件虽然不多，但是若加工中出现差错而报废，将造成巨大的经济损失。

## 1.6 数控机床的特点

用数控机床加工零件，大致有以下几个优点：

(1) 适应性强。用数控机床加工形状复杂的零件或新产品时，不必像采用通用机床那样需很多工装，而仅需要少量工夹具和数控加工用的控制介质。一旦零件图有修改，只需修改控制介质上的相应部分，就可在短时间内把修改后的零件加工出来。因而生产准备周期短，灵活性强，为多品种小批量的生产和新产品的研制提供了有利条件。

(2) 加工精度高、质量好。数控机床所需的加工条件，如进给速度、主轴转速、容差指定、刀具选择等，都是由控制介质上的指令代码事先规定好的，加工是自动完成的，所以人为造成的加工误差很小，并且进给传动链的换向间隙与丝杠传动误差等均可由数控系统进行补偿。因此，数控机床能够达到较高的加工精度。

(3) 加工生产率高、经济效益好。数控机床能够减少零件加工所需的机动时间与辅助时间。数控机床的主轴转速和进给量的范围比通用机床的范围大，每一道工序都能选用最佳的切削用量，良好的结构刚性允许数控机床进行大切削用量的强力切削，从而有效节省了机动时间。数控机床移动部件在定位中均采用加速和减速措施，并可选用很高的空行程运动速度，缩短了定位和非切削时间。对于复杂的零件可以用计算机编程和迅速制备加工用的控制介质，而零件又往往安装在简单的定位夹紧装置中，从而加速了生产准备过程，尤其是在使用带有刀具库和自动换刀装置的数控加工中心机床时，工件往往只需进行一次装夹就能完成所有的加工工序，减少了半成品的周转时间，生产效率的提高更为明显。此外，数控机床能进行重复性的操作，尺寸一致性好，从而减少了废品率和检验时间。由于数控机床加工零件不需手工制作靠模、凸轮、钻模板等许多专用工装，使生产成本进一步降低。

(4) 减轻操作者的劳动强度。实现加工自动化和操作简单化，数控机床的动作是由控制介质(程序)信息直接控制的，操作者一般只需装卸零件和更换刀具并监督机床的运行，因而大大减轻了操作者的劳动强度，减少了对熟练技术工人的需求。

(5) 有利于生产管理的现代化。用数控机床加工零件，能准确地计算零件的加工工时，并有效地简化了检验、工装和半成品的管理工作，这些特点都有利于生产管理现代化。

(6) 具有故障诊断的能力。有的 CNC 系统具备了软件查找故障的功能，如 SIEMENS880 数控系统等。计算机本身和外围设备的故障通过 CRT 上显示的菜单和按键自动地查找出来，可诊断出有无故障及故障的种类，极大地提高了检修的效率。

(7) 监控功能强。CNC 的计算机一直在控制着机床，因此所有必要的机床数据都可以立即得到，并且易实现对机床全面监视。由于计算机可对一些引起故障的因素提前报警，因此可以有效地预防一些故障的发生。

但另一方面，数控系统也存在一些缺点，主要有：

(1) 造价相对较高。

(2) 调试和维修比较复杂，需要专门的技术人员。

(3) 需要高度熟练和经过适当培训的零件程序员。

## 2 国外装备制造电气自动化的现状

### 2.1 现代数控机床的两个基本评定指标

成本、质量、生产率和产量、交货期是衡量企业生产能力和市场竞争能力的 4 个要素，采用传统的非数控生产方式只有达到一定阈值的大批量的规模生产才能取得上述 4 个方面的统一。但在当前激烈的市场竞争环境下，以生产为中心、以企业为主导的卖方市场已转向以市场需求为中心、以用户为主导的买方市场，产品需求呈现多样化和个性化，且产品经济寿命大大缩短，这首先将形成以多品种变批量的生产方式为主流的生产环境；其次，衡量企业竞争力的首位因素也由成本转为交货期。

为此，发展柔性结构体系的数控制造装备及制造系统是实现在快速多变的市场环境中对用户驱动的市场需求作出灵活、快速响应的关键。所谓制造装备及制造系统的柔性化是指当产品的品种的需求发生变化时，它们仍能在满足经济性的前提下，实现及时转换生产的适应能力。同时，持续地提高经济加工精度也是适应市场竞争的另一个主要目标。

因而作为评定数控机床及系统效能的基本指标也将由传统的工作精度和切削能力改为用高效柔性化和高精化的程度来衡量。

高效柔性化和高精化分别反映了制造业在竞争激烈的市场环境下的两个最主要的要求，即产品生产变换的灵活性和产品质量的持续提高。

(1) 高效柔性化。虽然传统的非数控机床也具有一定的柔性，但它不能获得高的效能和稳定的精度，更不适应复杂型面的加工。因此，基于数控技术的高效柔性化的制造装备及制造系统需兼具下列特性：①高度的灵活性和多品种生产的快速适应性。②高效的生产能力，包括：高生产率，借助于高速化和提高金属切除率等途径；高稳定性，对于光机电集成的数控机床，着重要求其降低故障率，提高可靠性，以提高制造装备及系统的开动率(利用率)。

制造装备及其系统高效柔性化的具体指标的涵义如表 5.1-1 所示。

表 5.1-1 高效柔性化指标的涵义

基本指标	指标组成项目		影响因素
高效	高的机床利用率	高生产率	高速强力切削 高功率 空载快速运动 高机床刚度和抗震性
		缩短辅助时间	
	高运行稳定性	低的故障率和短的修复时间	可靠性增长技术和健壮化设计
		无人化环境下的连续工作能力	智能化和适应控制技术
柔性	短的新产品上市期	多品种生产变换的敏捷性 经济可承受性	品种变换所需调整和试运行时间 工夹具供应的快速性 制造装备及系统重构技术 大批量定制化生产技术 优化工艺和物流及信息流



(2) 高精化。产品的加工精度直接影响到其工作性能、寿命、能耗和噪声等,因此,数控机床的高精化是市场需求和技术发展的必然结果。

分析汽车的某些关键件的精度需求,如发动机的缸体、缸盖、曲轴、凸轮轴、连杆、化油器、制动器、减振器的阀体、泵体、盘类以及模具等在近十几年内均有明显的提高,如表 5.1-2 所示。

表 5.1-2 汽车零件关键配合部位的精度提升

项 目	20 世纪 70~80 年代	20 世纪 90 年代
尺寸精度	IT7~IT8 级	IT5~IT6 级
圆度(mm)	0.015~0.020	0.005~0.010
同轴度(mm)	0.020~0.030	0.015~0.020
孔距精度(mm)	0.030~0.050	0.010~0.015
车铣加工表面粗糙度 $R_a$ (mm)	1.6~3.2	0.8~1.2

统计自 20 世纪 80 年代至 2002 年国内外先进水平数控机床的工作精度提高的过程,平均每年提升 10%,即每隔 8 年误差约减小一半,如图 5.1-13 所示。

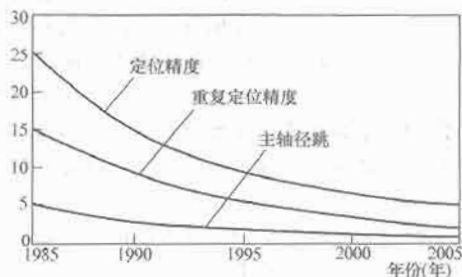


图 5.1-13 加工中心工作精度提升的历程

## 2.2 国外数控机床技术现状

(1) 高速化。随着汽车、国防、航空、航天等工业的高速发展以及铝合金等新材料的应用,对数控机床加工的高速化要求越来越高。

1) 主轴转速。机床采用电主轴(内装式主轴电动机),主轴最高转速达 200 000r/min。

2) 进给率。在分辨率为  $0.01\mu\text{m}$  时,最大进给率达到 240m/min,且可获得复杂型面的精确加工。

3) 运算速度。微处理器的迅速发展为数控系统向高速、高精度方向发展提供了保障,开发出 CPU 已发展到 32 位以及 64 位的数控系统,频率提高到几百兆赫、上千兆赫。由于运算速度的极大提高,使得当分辨率为  $0.1\mu\text{m}$ 、 $0.01\mu\text{m}$  时仍能获得高达 24~240m/min 的进给速度。

4) 换刀速度。目前国外先进加工中心的刀具交换时间普遍已在 1s 左右,高的已达 0.5s。德国 Chiron 公司将刀库设计成篮子样式,以主轴为轴心,刀具在圆周布置,其刀到刀的换刀时间仅 0.9s。

(2) 高精度化。数控机床精度的要求现在已经不局限于静态的几何精度,机床的运动精度、热变形以及对振动的监测和补偿越来越获得重视。

1) 提高 CNC 系统控制精度。采用高速插补技术,以微小程序段实现连续进给,使 CNC 系统的控制单位精细化,并采用高分辨率位置检测装置,提高位置检测精度(日本已开发装有 106 脉冲/r 的内藏位置检测器的交流伺服电动机,其位置检测精度可达到  $0.01\mu\text{m}/\text{脉冲}$ ),位置伺服系统采用前馈控制与非线性控制等方法。

2) 采用误差补偿技术。采用反向间隙补偿、丝杆螺距误差补偿和刀具误差补偿等技术,对设备的热变形误差和空间误差进行综合补偿。研究结果表明,综合误差补偿技术的应用可将加工误差减少 60%~80%。

3) 采用网格解码器检查和提高加工中心的运动轨迹精度,并通过仿真预测机床的加工精度,以保证机床的定位精度和重复定位精度,使其性能长期稳定,能够在不同运行条件下完成多种加工任务,并保证零件的加工质量。

(3) 功能复合化。复合机床的含义是指在一台机床上实现或尽可能完成从毛坯至成品的多种要素加工。根据其结构特点可分为工艺复合型和工序复合型两类。工艺复合型机床如镗铣钻复合——加工中心、车铣复合——车削中心、铣镗钻车复合——复合加工中心等;工序复合型机床如多面多轴联动加工的复合机床和双主轴车削中心等。采用复合机床进行加工,减少了工件装卸、更换和调整刀具的辅助时间以及中间过程中产生的误差,提高了零件加工精度,缩短了产品制造周期,提高了生产效率和制造商的市场反应能力,相对于传统的工序分散的生产方法具有明显的优势。

加工过程的复合化也导致了机床向模块化、多轴化发展。德国 Index 公司最新推出的车削加工中心是模块化结构,该加工中心能够完成车削、铣削、钻削、滚齿、磨削、激光热处理等多种工序,可完成复杂零件的全部加工。随着现代机械加工要求的不断提高,大量的多轴联动数控机床越来越受到各大企业的欢迎。

在 2005 年中国国际机床展览会(CIMT2005)上,国内外制造商展出了形式多样的多轴加工机床(包括双主轴、双刀架、9 轴控制等)以及可实现 4~5 轴联动的五轴高速门式加工中心、五轴联动高速铣削中心等。

(4) 控制智能化。随着人工智能技术的发展,为了满足制造业生产柔性化、制造自动化的发展需求,数控机床的智能化程度在不断提高。具体体现在以下几个方面:

1) 加工过程自适应控制技术。通过监测加工过程中的切削力、主轴和进给电动机的功率、电流、电压等信息,利用传统的或现代的算法进行识别,以辨识出刀具的受力、磨损、破损状态及机床加工的稳定性状态,并根据这些状态适时调整加工参数(主轴转速、进给速度)和加工指令,使设备处于最佳运行状态,以提高加工精度、降低加工表面粗糙度并提高设备运行的安全性。

2) 加工参数的智能优化与选择。将工艺专家或技师的经验、零件加工的一般与特殊规律,用现代智能方法,构造基于专家系统或基于模型的“加工参数的智能优化与选择器”,利用它获得优化的加工参数,从而达到提高编程效率和加工工艺水平、缩短生产准备时间的目的。

3) 智能故障自诊断与自修复技术。根据已有的故障信息,应用现代智能方法实现故障的快速准确定位。

4) 智能故障回放和故障仿真技术。能够完整记录系统的各种信息,对数控机床发生的各种错误和事故进行回放和仿真,用以确定错误引起的原因,找出解决问题的办法,积累生产经验。

5) 智能化交流伺服驱动装置。能自动识别负载,并自动调整参数的智能化伺服系统,包括智能主轴交流驱动装置和智能化进给伺服装置。这种驱动装置能自动识别电动机及负载的转动惯量,并自动对控制系统参数进行优化和调整,使驱动系统获得最佳运行。

6) 智能 4M 数控系统。在制造过程中,加工、检测一体化是实现快速制造、快速检测和快速响应的有效途径,将



测量(Measurement)、建模(Modeling)、加工(Manufacturing)、机器操作(Manipulator)四者(即4M)融合在一个系统中,实现信息共享,促进测量、建模、加工、装夹、操作的一体化。

#### (5) 体系开放化。

1) 向未来技术开放。由于软硬件接口都遵循公认的标准协议,只需少量的重新设计和调整,新一代的通用软硬件资源就可能被现有系统所采纳、吸收和兼容,这就意味着系统的开发费用将大大降低,而系统性能与可靠性将不断改善并处于长生命周期;

2) 向用户特殊要求开放。更新产品、扩充功能、提供软硬件产品的各种组合以满足特殊应用要求;

3) 数控标准的建立。国际上正在研究和制定一种新的CNC系统标准ISO 14649(STEP-NC),以提供一种不依赖于具体系统的中性机制,能够描述产品整个生命周期内的统一数据模型,从而实现整个制造过程乃至各个工业领域产品信息的标准化。标准化的编程语言,既方便用户使用,又降低了和操作效率直接有关的劳动消耗。

(6) 驱动并联化。并联运动机床克服了传统机床串联机构移动部件质量大、系统刚度低、刀具只能沿固定导轨进给、作业自由度偏低、设备加工灵活性和机动性不够等固有缺陷,在机床主轴(一般为动平台)与机座(一般为静平台)之间采用多杆并联连接机构驱动,通过控制杆系中杆的长度使杆系支撑的平台获得相应自由度的运动,可实现多坐标联动数控加工、装配和测量多种功能,更能满足复杂特种零件的加工,具有现代机器人的模块化程度高、重量轻和速度快等优点。

并联机床作为一种新型的加工设备,已成为当前机床技术的一个重要研究方向,受到了国际机床行业的高度重视,被认为是“自发明数控技术以来在机床行业中最有意义的进步”和“21世纪新一代数控加工设备”。

(7) 极端化(大型化和微型化)。国防、航空、航天事业的发展和能源等基础产业装备的大型化需要大型且性能良好的数控机床的支撑。而超精密加工技术和微纳米技术是21世纪的战略技术,需发展能适应微小型尺寸和微纳米加工精度的新型制造工艺和装备,所以微型机床包括微切削加工(车、铣、磨)机床、微电加工机床、微激光加工机床和微型压力机等的需求量正在逐渐增大。

(8) 信息交互网络化。对于面临激烈竞争的企业来说,使数控机床具有双向、高速的连网通信功能,以保证信息流在车间各个部门间畅通无阻是非常重要的。既可以实现网络资源共享,又能实现数控机床的远程监视、控制、培训、教学、管理,还可实现数控装备的数字化服务(数控机床故障的远程诊断、维护等)。例如,日本Mazak公司推出新一代的加工中心配备了一个称为信息塔(e-Tower)的外围设备,包括计算机、手机、机外和机内摄像头等,能够实现语音、图形、视像和文本的通信故障报警显示、在线帮助排除故障等功能,是独立的、自主管理的制造单元。

(9) 新型功能部件。为了提高数控机床各方面的性能,具有高精度和高可靠性的新型功能部件的应用成为必然。具有代表性的新型功能部件包括:

1) 高频电主轴。高频电主轴是高频电动机与主轴部件的集成,具有体积小、转速高、可无级调速等一系列优点,在各种新型数控机床中已经获得广泛的应用;

2) 直线电动机。近年来,直线电动机的应用日益广泛,虽然其价格高于传统的伺服系统,但由于负载变化扰动、热

变形补偿、隔磁和防护等关键技术的应用,机械传动结构得到简化,机床的动态性能有了提高,如:西门子公司生产的1FN1系列三相交流永磁式同步直线电动机已开始广泛应用于高速铣床、加工中心、磨床、并联机床以及动态性能和运动精度要求高的机床等;德国EX-CELL-O公司的XHC卧式加工中心三向驱动均采用两个直线电动机;

3) 电滚珠丝杠。电滚珠丝杠是伺服电动机与滚珠丝杠的集成,可以大大简化数控机床的结构,具有传动环节少、结构紧凑等一系列优点。

(10) 高可靠性。数控机床与传统机床相比,增加了数控系统和相应的监控装置等,应用了大量的电气、液压和机电装置,易于导致出现失效的概率增大;工业电网电压的波动和干扰对数控机床的可靠性极为不利,而数控机床加工的零件型面较为复杂,加工周期长,要求平均无故障时间在2万h以上。为了保证数控机床有高的可靠性,就要精心设计系统、严格制造和明确可靠性目标以及通过维修分析故障模式并找出薄弱环节。国外数控系统平均无故障时间在7万~10万h以上,国产数控系统平均无故障时间仅为10 000h左右,国外整机平均无故障工作时间达800h以上,而国内最高只有300h。

(11) 加工过程绿色化。随着日趋严格的环境与资源约束,制造加工的绿色化越来越重要,而中国的资源、环境问题尤为突出。因此,近年来不用或少用冷却液,实现干切削、半干切削节能环保的机床不断出现,并在不断发展当中。在21世纪,绿色制造的大趋势将使各种节能环保机床加速发展,占领更多的世界市场。

(12) 多媒体技术的应用。多媒体技术集计算机、声像和通信技术于一体,使计算机具有综合处理语音、文字、图像和视频信息的能力,因此也对用户界面提出了图形化的要求。合理的人性化的用户界面极大地方便了非专业用户的使用,人们可以通过窗口和菜单进行操作,便于蓝图编程和快速编程、三维彩色立体动态图形显示、图形模拟、图形动态跟踪和仿真、不同方向的视图和局部显示比例缩放功能的实现。除此以外,在数控技术领域应用多媒体技术可以做到信息处理综合化、智能化,应用于实时监控系统和生产现场设备的故障诊断、生产过程参数监测等,因此有着重大的应用价值。

## 2.3 国外数控机床伺服驱动技术现状

伺服驱动技术作为数控机床、工业机器人及其他产业机械控制的关键技术之一,在国内外普遍受到关注。在20世纪最后10年间,微处理器(特别是数字信号处理器——DSP)技术、电力电子技术、网络技术、控制技术的发展为伺服驱动技术的进一步发展奠定了良好的基础。如果说20世纪80年代是交流伺服驱动技术取代直流伺服驱动技术的话,那么,20世纪90年代则是伺服驱动系统实现全数字化、智能化、网络化的10年。这一点在一些工业发达国家尤为明显。

无人化、规模化生产对加工设备提出了高速度、高精度、高效率的要求,交流伺服系统具有高响应、免维护(无电刷、换向器等磨损元部件)、高可靠性等特点,正好适应了这一需求。例如,日本FANUC公司、三菱电动机公司、安川电动机公司,德国Siemens公司、AEG公司、力士乐(Indramat)公司,美国AB公司、GE公司等均先后在1984年前后将交流伺服系统付诸实用。

进入20世纪90年代,微电子制造工艺的日臻完善,使

得 DSP 运算速度呈几何级数上升, 达到了伺服环路高速实时控制的要求, 一些运动控制芯片制造商还将电动机控制所必需的外围电路(如 A/D 转换器、位置/速度检测倍频计数器、PWM 发生器等)与 DSP 内核集成于一体, 使得伺服控制回路采样时间达到  $100\mu\text{s}$  以内, 由单一芯片实现自动加、减速控制, 电子齿轮同步控制, 位置、速度、电流三环的数字化补偿控制。一些新的控制算法如速度前馈、加速度前馈、低通滤波、凹陷滤波等得以实现。另一方面, 电力电子技术的发展, 使得伺服系统主电路功率器件的开关频率由  $2\sim 5\text{kHz}$  提升到  $15\sim 20\text{kHz}$ , IGBT(绝缘栅双极型晶体管)及 IPM(智能功率模块)均是这一时代的产物, 从而提高了系统的平稳性, 降低了系统的噪声。以上两个方面不仅是交流伺服实现数字化的基础, 而且使得交流伺服趋于小型化。目前一些工业发达国家的伺服系统生产厂家基本上均能够提供全数字交流伺服系统或者可以与自己的 CNC 系统相配套, 如日本 FANUC 公司、三菱电动机公司、安川电动机公司、松下公司、山洋电动机公司, 德国 Siemens 公司、力士乐(Indramat)公司、Lenze 公司, 美国 AB 公司、Kollmorgen 公司、Reliance 公司、Baldor 公司、Pacific Scientific 公司等。

全数字交流伺服技术的飞速发展, 使得用户根据负载状况(如惯量、间隙、摩擦力等)调整参数更为方便, 也省去了一些模拟回路所产生的漂移等不稳定因素, 但在发展初期, 伺服接口缺乏统一标准, 各个厂家均设计自己的接口电路, 相互之间无可互换性, 用户适配较为麻烦。在网络技术及基于 PC-based CNC 技术快速发展的情况下, 这一问题尤为突出。

在 1987 年, 由德国机床协会和德国电力电子协会联合提出数字驱动接口国际标准, 即 SERCOS(Serial Real-time Communication System, 串行实时通信系统)接口作为高性能运动控制系统闭环数据串行实时通信接口, 这两个协会将电动机、驱动系统、CNC 系统的主要制造商组成一个联合工作组。最初加入 SERCOS 工作组有 AEG、ABB、AMK、Bannmüller、Bosch、Indramat、Siemens、Pacific Scientific 等几家公司。到了 1994 年, SERCOS 成为控制器与数字伺服驱动系统接口的国际标准, 并作为 IEC61491 标准获得通过, 因此具有开放性, 迄今成员已增加到 70 多个公司。与此同时, 国际上开发了相应的专用集成电路(ASIC)芯片、SERCON816, 传输速度为  $2/4/8/16\text{Mbit/s}$ , SERCOS 与其他串行现场总线相比, 有效数据传输率高, 例如 Ethernet 以  $100\text{Mbit/s}$  速度传输数据时, 有效数据传输率为  $5\sim 10\text{Mbit/s}$ ; SERCOS 以  $16\text{Mbit/s}$  速度传输数据时, 有效数据传输率为  $11\text{Mbit/s}$ 。CAN(Controller Area Network)用于运动控制时, 必须提供额外的存储缓冲器及信号管理资源, 其成本大约是 SERCOS 接口的 2 倍, 另一个特点是它的光纤噪声抑制能力强、传输可靠性高。虽然 SERCOS 接口的初衷是为 CNC 与数字伺服接口而开发, 迄今已被广泛应用于通用运动控制器与数字伺服之间的接口。目前已能满足在  $2\text{ms}$  内, 使一台控制器与多达 32 个伺服系统实现数据通信。SERCOS 为数字伺服网络化铺设了一条宽阔大道, 可以预见, 在不远的将来, 带有 SERCOS 接口的伺服系统将会进入家庭、办公室、工厂车间乃至各个与伺服应用相关的领域。力士乐(Indramat)公司在 1999 年之所以占据北美伺服驱动市场的 10.5% 份额、位居第一位, 一方面是该公司在应用工程、销售、服务及用户支持方面的加强, 另一个主要因素是承诺开放结构——SERCOS。

轻质(如铜、木材、铝合金等)、复合材料在汽车、家电、AF 业中的大量使用, 对高速、高效加工提出了新的要求。为了适应这一需求, 一些工业发达国家相继推出直线电动机、高速主轴电动机, 而且付诸实用。对于直线电动机而言, 其控制技术与传统的交流伺服电动机相差不多, 但由于直线电动机没有转子等转动体, 因而惯量小, 所以具有高动态响应性, 而检测元件直接安装于机械一侧, 从而检测工作台的位移, 也避免了旋转电动机在方向改变时所存在的换向间隙, 满足了高速、高精度加工对伺服驱动系统的要求。从 IMTS 2000 展览会来看, 一些工业发达国家在高速加工技术方面处于领先水平, IBAG 公司已向业界提供  $0.125\sim 185\text{kW}$ , 最高转速为  $14\,000\text{r/min}$  的系列化高速内装式主轴系统, 径向、轴向重复精度小于  $1\mu\text{m}$ , 电动机轴承有混合陶瓷轴承、液静压轴承、磁悬浮轴承三种, 采用水管冷却, 且内置位置传感器供加工中心 ATC 之用。主轴驱动采用矢量变频技术, 已在模具加工、高精度电极加工、铝质零件加工、高精度磨削加工等领域广泛应用, Fisher 公司也有类似产品。

### 3 国内装备制造电气自动化的现状

#### 3.1 我国装备工业的技术现状

原国家经贸委发表的《装备工业竞争战略研究》报告指出, 我国装备工业始终没有摆脱技术引进型模仿创新的模式, 一直在“引进—落后—再引进”中徘徊。与发达国家相比, 存在的技术方面的差距突出表现在七个方面。

(1) 产品水平低、技术结构落后。

目前, 我国工业总体装备水平比世界发达国家落后 20~30 年, 大多数装备工业企业的技术装备水平还处于 20 世纪六七十年代的水平。在制造技术方面, 我国装备工业整体制造水平仍处于机械化为主的阶段, 设计手段落后, 工艺装备水平低, 而发达国家已进入以计算机控制为主的柔性化、智能化、集成化为特征的自动化生产阶段。从产品结构看, 我国工业装备长期存在中低档、一般性的趋同产品多, 高技术产品少的问题, 多数企业没有自己的专有技术, 产品技术含量低, 缺乏独特的竞争力。而技术要求高的重大成套设备和高技术产品又缺乏研究开发与制造能力, 根本不能适应国民经济发展和重点工程建设的需要。

(2) 基础技术发展滞后, 与装备工业的战略地位极不相称。

具体表现为: ①基础机械产品落后; ②机械基础件技术水平低; ③基础材料在性能、质量方面仍有相当差距; ④制造工艺及自动化技术水平低。

(3) 重要的产品和工艺技术主要依靠从国外引进, 长期陷入“恶性循环”。

我国装备工业一直采用技术引进型模仿创新的发展模式, 必然造成重要的产品和工艺技术来源主要依靠从国外引进的状况。20 世纪 90 年代, 我国装备工业虽然能够提供经济建设所需的一些重大装备和产品, 但技术仍主要依靠从国外引进, 机械制造业中 57% 的产品产业化是在引进技术基础上完成的。多数企业没有自己的技术中心, 即使有水平也较低, 行业自身的自主开发 and 创新能力很弱, 发电设备、轿车、仪器仪表、数控系统等主要产品的更新换代离不开从国外引进技术。

(4) 许多重大装备尚不具备研究开发与制造能力。

我国装备工业的整体素质和产业技术水平不高, 集中体

现在重大技术成套装备严重满足不了国民经济重点工程建设的需要。许多重大技术装备,我国尚不具备研究开发与制造能力,不得不主要依靠进口。

(5) 国有大中型企业的自主技术开发与创新能力弱、产出效率低。

(6) 长期依靠仿制的技术发展道路已走到尽头。

国际市场竞争激烈,发达国家正在加强对知识产权的保护措施,并对发展中国家和地区的仿制品采取对策。对于我国装备工业来说,长期依靠国外技术、自主开发能力弱、企业的产品无知识产权而靠模仿他人的状况,已经到了必须彻底改变的时候了。

(7) 大量科研院所游离于企业之外,科研机构管理体制的问题尚未根本解决,65%以上的科学家和工程师、近60%的研究开发活动都不在企业这个市场竞争主体之中,科技与经济脱节的体制症结没有得到根本解决。

### 3.2 我国工业控制自动化技术的现状

我国工业控制自动化的发展道路,大多是在引进成套设备的同时进行消化吸收,然后进行二次开发和应用。目前我国工业控制自动化技术、产业和应用都有了很大的发展,我国工业计算机系统行业已经形成。目前,工业控制自动化技术正在向智能化、网络化和集成化方向发展。

#### 3.2.1 以工业PC为基础的低成本工业控制自动化将成为主流

众所周知,从20世纪60年代开始,西方国家就依靠技术进步(即新设备、新工艺以及计算机应用)开始对传统工业进行改造,使工业得到飞速发展。20世纪末,世界上最大的变化就是全球市场的形成。全球市场导致竞争空前激烈,促使企业必须加快新产品投放市场时间(Time to Market)、改善质量(Quality)、降低成本(Cost)以及完善服务体系(Service),这就是企业的T.Q.C.S.。虽然计算机集成制造系统(CIMS)结合信息集成和系统集成,追求更完善的T.Q.C.S.,使企业实现“在正确的时间,将正确的信息以正确的方式传给正确的人,以便作出正确的决策”,即“五个正确”。然而这种自动化需要投入大量的资金,是一种高投资、高效益同时是高风险的发展模式,很难为大多数中小企业所采用。在我国,中小型企业以及准大型企业走的还是低成本工业控制自动化的道路。工业控制自动化主要包含三个层次,从下往上依次是基础自动化、过程自动化和管理自动化,其核心是基础自动化和过程自动化。

传统的自动化系统的基础自动化部分基本被PLC和DCS所垄断,过程自动化和管理自动化部分主要是由各种进口的过程计算机或小型机组成,其硬件、系统软件和应用软件的价格之高令众多企业望而却步。

20世纪90年代以来,由于基于PC的工业计算机(简称工业PC)的发展,以工业PC、I/O装置、监控装置、控制网络组成的基于PC的自动化系统得到了迅速普及,成为实现低成本工业自动化的重要途径。我国重庆钢铁公司这样的大企业的几乎全部大型加热炉,也拆除了原来DCS或单回路数字式调节器,而改用工业PC来组成控制系统,并采用模糊控制算法,获得了良好效果。

由于基于PC的控制器被证明可以像PLC一样可靠,并且被操作和维护人员接受,所以一个接一个的制造商至少在部分生产中正在采用PC控制方案。基于PC的控制系统易于安装和使用,有高级的诊断功能,为系统集成商提供了更灵活的选择,从长远角度看,PC控制系统维护成本低。由

于可编程控制器(PLC)受PC控制的威胁最大,所以PLC供应商对PC的应用感到很不安。事实上,他们现在也加入到了PC控制“浪潮”中。

近年来,工业PC在我国得到了异常迅速的发展。从世界范围来看,工业PC主要包含两种类型:IPC工控机和CompactPCI工控机以及它们的变形机,如AT96总线工控机等。由于基础自动化和过程自动化对工业PC的运行稳定性、热插拔和冗余配置要求很高,现有的IPC已经不能完全满足要求,将逐渐退出该领域,取而代之的将是CompactPCI-based工控机,而IPC将占据管理自动化层。国家于2001年设立了“以工业控制计算机为基础的开放式控制系统产业化”工业自动化重大专项,目标就是发展具有自主知识产权的基于PC控制系统,在3~5年内,占领30%~50%的国内市场,并实现产业化。

几年前,当“软PLC”出现时,业界曾认为工业PC将会取代PLC。然而,时至今日工业PC并没有代替PLC,主要有两个原因:一个是系统集成原因;另一个是软件操作系统Windows NT的原因。一个成功的基于PC的控制系统要具备两点:一是所有工作要由一个平台上的软件完成;二是向客户提供所需要的所有东西。可以预见,工业PC与PLC的竞争将主要在高端应用上,其数据复杂且设备集成度高。工业PC不可能与低价的微型PLC竞争,这也是PLC市场增长最快的一部分。从发展趋势看,控制系统的将来很可能存在于工业PC和PLC之间,这些融合的迹象已经出现。和PLC一样,工业PC市场在过去的两年里保持平稳。与PLC相比,工业PC软件很便宜。据Frost & Sullivan公司估计,全世界每年7亿美元工业PC市场里,大约8500万美元为控制软件,一亿美元为操作系统。到2007年会翻一番,工业PC市场变得非常可观。

#### 3.2.2 PLC在向微型化、网络化、PC化和开放性方向发展

长期以来,PLC始终处于工业控制自动化领域的主战场,为各种各样的自动化控制设备提供非常可靠的控制方案,与DCS和工业PC形成了三足鼎立之势。同时,PLC也承受着来自其他技术产品的冲击,尤其是工业PC所带来的冲击。

目前,全世界PLC生产厂家约有200家,生产300多种产品。国内PLC市场仍以国外产品为主,如Siemens、Modicon、A-B、OMRON、三菱、GE公司的产品。经过多年的发展,国内PLC生产厂家约有30家,已形成规模化生产能力,但国产PLC的市场份额很小,不到整个市场份额的10%。在PLC应用方面,我国是很活跃的,应用的行业也很广。2000年PLC的国内市场销量为20万套(其中进口占90%左右),35亿元人民币,年增长率约为12%。

PLC市场也反映了全世界制造业的状况,经过2003~2004年的高速增长,从2005年开始中国PLC市场的增长速度明显放缓。2007年中国PLC市场规模(供应商端的销售额)超过50亿元人民币,数量上也超过了百万套。相对于2006年的44亿元的市场规模和90多万套的数量,2007年PLC市场增长继续着2006年的平稳态势,而这种平稳增长的态势将在之后的几年得以持续,且2007到2010年的年增长率将稳定在9.0%~10.0%之间。

据专家预测,到2009年,中国PLC市场的总规模将超过7亿美金,2007~2009年的年增长率将稳定在9.0%~10.0%之间。在十一五期间,总体上大中型PLC的增长率高于小型PLC。用户端的采购情况还是供应商端的销售数



据,大中型 PLC 都表现出更强的增长率。预计到 2009 年,大中型 PLC 市场规模将分别达到约 2.5 亿和 1.75 亿美元。而在小型 PLC 市场,随着一些主要的纺织生产厂商已完成自动化改造,未来该行业对小型 PLC 的需求预计将会相对降低。受此影响,2007~2009 年小型 PLC 整体市场的增长率预计将保持在 9.0%~10%之间。

微型化、网络化、PC 化和开放性是 PLC 未来发展的主要方向。在基于 PLC 自动化的早期,PLC 体积大而且价格昂贵。但在最近几年,微型 PLC(小于 32 点 I/O)已经出现,价格只有几百欧元。随着软 PLC(Soft PLC)控制组态软件的进一步完善和发展,安装有软 PLC 组态软件和基于 PC 的控制的市场份额将逐步得到增长。

当前,过程控制领域最大的发展趋势之一就是 Ethernet 技术的扩展,PLC 也不例外。现在越来越多的 PLC 供应商开始提供 Ethernet 接口。可以相信,PLC 将继续向开放式控制系统方向转移,尤其是基于工业 PC 的控制系统。

### 3.2.3 面向测控管一体化设计的 DCS

集散控制系统 DCS(Distributed Control System)问世于 1975 年,生产厂家主要集中在美、日、德等国。我国从 20 世纪 70 年代中后期起,首先由大型进口设备成套中引入国外的 DCS,首批有化纤、乙烯、化肥等进口项目。当时,我国主要行业(如电力、石化、建材和冶金等)的 DCS 基本全部进口。80 年代初期在引进、消化和吸收的同时,开始了研制国产化 DCS 的技术攻关。

近 10 年来,特别是“九五”以来,我国 DCS 研发和生产发展很快,崛起了一批优秀企业,如北京和利时公司、上海新华公司、浙大中控公司、浙江威盛公司、航天测控公司、中国电力科学研究院以及北京康拓集团等。这批企业研制生产的 DCS,不仅品种数量大幅度增加,而且产品技术水平已经达到或接近国际先进水平。在 2001 年全国应用的 4426 套 DCS 中,国产 DCS 为 1486 套,占 35%。短短几年,国外 DCS 在我国一统天下的局面从此不再出现。这些专业化公司不仅占据了一定的市场份额,积累了发展的资本和技术,同时使得国外引进的 DCS 价格也大幅度下降,为我国自动化推广事业做出了贡献。与此同时,国产 DCS 的出口也在逐年增长。

虽然国产 DCS 的发展取得了长足进步,但国外 DCS 产品在国内市场中占有还较高,其中主要是 Honeywell 和横河公司的产品。我国 DCS 的市场年增长率约为 20%,年市场额约为 30~35 亿元人民币。自从 2003 年以来,中国的集散控制系统(DCS)市场得到了稳定增长。自从第十个五年计划以来,中国政府一直鼓励制造商采用先进 IT 技术以利于工业化作业。为了执行该项政策,国家科技部成立机构来推进制造信息化。借助政府强力支持,专门设计具有 IT 特点的 DCS 产品越来越多被用于工业信息化生产,因此也激发了中国 DCS 市场的增长。

根据英国航空研究委员会 ARC 的研究,全球 DCS 市场在 2006 年达前所未有的高峰,比 2005 年增长超过 14%。至 2011 年,这个市场都将保持一个相当健康的增长速度。最近来自 Frost&Sullivan 公司对中国 DCS 市场分析表明,在 2006 年 DCS 市场盈利达 8.667 亿美元,据估计由于终端用户市场的发展,该市场在 2013 年估计盈利可达 18 亿美元。

根据中国仪器仪表行业协会公布的调查数据显示,我国 DCS 市场状况如下:小型化、多样化、PC 化和开放性是未来 DCS 发展的主要方向。目前小型 DCS 所占有的市场,已逐步与 PLC、工业 PC、FCS 共享。今后小型 DCS 可能首先与这

三种系统融合,而且“软 DCS”技术将首先在小型 DCS 中得到发展。基于 PC 的控制将更加广泛地应用于中小规模的过程控制,各 DCS 厂商也将纷纷推出基于工业 PC 的小型 DCS 系统。开放性的 DCS 系统将同时向上和向下双向延伸,使来自生产过程的现场数据在整个企业内部自由流动,实现信息技术与控制技术的无缝连接,向测控管一体化方向发展。

### 3.2.4 控制系统正在向现场总线(FCS)方向发展

由于 3C(Computer、Control、Communication)技术的发展,过程控制系统将由 DCS 发展到 FCS(Fieldbus Control System)。FCS 可以将 PID 控制彻底分散到现场设备(Field Device)中。基于现场总线的 FCS 又是全分散、全数字化、全开放和可互操作的新一代生产过程自动化系统,它将取代现场一对一的 4~20mA 模拟信号线,给传统的工业自动化控制系统体系结构带来革命性的变化。

根据 IEC 61158 的定义,现场总线是安装在制造或过程区域的现场装置与控制室内的自动控制装置之间的数字式、双向传输、多分支结构的通信网络。现场总线使测控设备具备了数字计算和数字通信能力,提高了信号的测量、传输和控制精度,提高了系统与设备的功能、性能。IEC/TC 65 的 SC65C/WG6 于 1984 年开始致力于推出世界上单一的现场总线标准工作,走过了 16 年的艰难历程,于 1993 年推出了 IEC 61158-2,之后的标准制定就陷于混乱。2000 年初公布的 IEC 61158 现场总线国际标准子集有 8 种,分别为:

- 类型 1 IEC 技术报告(FFH1)。
- 类型 2 Control-NET(美国 Rockwell 公司支持)。
- 类型 3 Profibus(德国 Siemens 公司支持)。
- 类型 4 P-NET(丹麦 Process Data 公司支持)。
- 类型 5 FFHSE(原 FFH2)高速以太网(美国 Fisher Rosemount 公司支持)。
- 类型 6 Swift-Net(美国波音公司支持)。
- 类型 7 WorldFIP(法国 Alstom 公司支持)。
- 类型 8 Interbus(美国 Phoenix Contact 公司支持)。

除了 IEC 61158 的 8 种现场总线外,IEC/TC17B 通过了三种总线标准:SDS(Smart Distributed System)、ASI(Actuator Sensor Interface)、Device NET。另外,ISO 公布了 ISO 11898 CAN 标准。其中 Device NET 于 2002 年 10 月 8 日被中国批准为国家标准,并于 2003 年 4 月 1 日开始实施。

目前在各种现场总线的竞争中,以 Ethernet 为代表的 COTS(Commercial-Off-The-Shelf)通信技术正成为现场总线发展中新的亮点。其关注的焦点主要集中在两个方面:

- (1) 能否出现全世界统一的现场总线标准。
- (2) 现场总线系统能否全面取代现时风靡世界的 DCS。

采用现场总线技术构造低成本的现场总线控制系统,促进现场仪表的智能化、控制功能分散化、控制系统开放化,符合工业控制系统的技术发展趋势。国家在“九五”期间为了加快现场总线技术在我国的发展,重点放在智能化仪表和现场总线技术的开发和工程化上,补充和完善工艺设备、开发装置和测试装置,建立智能化仪表和开发自动化系统的生产基地,形成适度规模经济。2000 年,“九五”国家科技攻关计划“新一代全分布式控制系统研究与开发”和“现场总线智能仪表研究开发”两个项目相继完成。这两个项目以及先期完成的“现场总线控制系统的开发”项目,针对国际上已经出现的多种现场总线协议并存的局面,重点选择了 HART 协议和 FF 协议现场总线技术攻关。

总之,计算机控制系统的发展在经历了基地式气动仪表



控制系统、电动单元组合式模拟仪表控制系统、集中式数字控制系统以及集散控制系统(DCS)后,将朝着现场总线控制系统(FCS)的方向发展。虽然以现场总线为基础的FCS发展很快,但FCS发展还有很多工作要做,如统一标准、仪表智能化等。另外,传统控制系统的维护和改造还需要DCS,因此FCS完全取代传统的DCS还需要一个较长的过程,同时DCS本身也在不断的发展与完善。可以肯定的是,结合DCS、工业以太网、先进控制等新技术的FCS将具有强大的生命力。工业以太网以及现场总线技术作为一种灵活、方便、可靠的数据传输方式,在工业现场得到了越来越多的应用,并将在控制领域中占有更加重要的地位。

### 3.2.5 仪器仪表技术在向数字化、智能化、网络化、微型化方向发展

经过50年的发展,我国仪器仪表工业已有相当基础,初步形成了门类比较齐全的生产、科研、营销体系。现有各类仪器仪表企业6000余家,年销售额约1000亿元,成为亚洲除日本之外第二大仪器仪表生产国。据海关统计,除去随成套工程项目配套引进的仪器仪表不计,去年进口各类仪器仪表近60亿美元,约占我国仪器仪表工业总产值的50%。但目前我国仪器仪表行业产品大多属于中低档水平,随着国际上数字化、智能化、网络化、微型化的产品逐渐成为主流,差距还将进一步加大。目前,我国高档、大型仪器设备大多依赖进口。中档产品以及许多关键零部件,国外产品占有我国市场60%以上的份额,而国产分析仪器占全球市场不到千分之一的份额。

2001年3月,“十五”计划纲要首次提出“把发展数控机床、仪器仪表和基础零部件放到重要位置,努力提高质量和技术水平”。2001年8月,国家计委把仪器仪表明确列为国民经济重要技术装备,原国家经贸委制定并公布的仪器仪表行业“十五”规划,确立了6项高技术产业化项目:

- (1) 基于现场总线技术的全开放分散控制系统及智能仪表。
- (2) 新型传感器。
- (3) 智能化工业控制部件与执行机构。
- (4) 环境与污染源监测仪器及自动监测系统。
- (5) 城市污水处理利用成套工艺设备中的仪表自动化控制系统。
- (6) 炼钢转炉煤气净化回转成套装置中的仪表自动化控制系统。

根据仪器仪表行业的当时预测,“十五”期间我国仪器仪表市场大致是:2002年1628亿元,2003年1790亿元,2004年1969亿元,2005年2165亿元。五年间,平均年市场容量为1806亿元(相当于220亿美元),其中,工业自动化仪表和控制系统占41%、科学测试仪器占25%、医疗仪器占17%、其他占17%,平均年增长率将不会低于10%。

今后仪器仪表技术的主要发展趋势:

- (1) 仪器仪表向智能化方向发展,开发智能仪器仪表;测控设备的PC化,虚拟仪器技术将迅速发展。
- (2) 仪器仪表网络化,开发网络仪器与远程测控系统。

### 3.2.6 数控技术向智能化、开放性、网络化、信息化发展

从1952年美国麻省理工学院研制出第一台试验性数控系统,到现在已走过了56年的历程。近10年来,随着计算机技术的飞速发展,各种不同层次的开放式数控系统应运而生,发展很快。目前正朝着标准化开放体系结构的方向前进。就结构形式而言,当今世界上的数控系统大致可分为4种类型:

- (1) 传统数控系统。
- (2) “PC嵌入NC”结构的开放式数控系统。
- (3) “NC嵌入PC”结构的开放式数控系统。
- (4) SOFT型开放式数控系统。

我国数控系统的开发与生产,通过“七五”引进、消化、吸收,“八五”攻关和“九五”产业化,取得了很大的进展,基本上掌握了关键技术,建立了数控开发、生产基地,培养了一批数控人才,初步形成了自己的数控产业,也带动了机电控制与传动控制技术的发展。同时,具有中国特色的经济型数控系统经过这些年来的发展,产品的性能和可靠性有了较大的提高,逐渐被用户认可。

国外数控系统技术发展的总体发展趋势是:

- (1) 新一代数控系统向PC化和开放式体系结构方向发展。
- (2) 驱动装置向交流、数字化方向发展。
- (3) 增强通信功能,向网络化发展。
- (4) 数控系统在控制性能上向智能化发展。

进入21世纪,人类社会将逐步进入知识经济时代,知识将成为科技和生产发展的资本与动力,而机床工业,作为机器制造业、工业以至整个国民经济发展的装备部门,毫无疑问,其战略性重要地位、受重视程度,也将更加鲜明突出。

近年来,我国数控机床一直保持两位数增长。2001年,我国机床工业产值已进入世界第5名,机床消费额在世界排名上升到第3位,达47.39亿美元,仅次于美国的53.67亿美元。2002年产值达260亿元,产量居世界第4。但与发达国家相比,我国机床数控化率还不高,目前生产产值数控化率还不到30%;消费类产品数控化率还不到50%,而发达国家大多在70%左右。由于国产数控机床不能满足市场的需求,高档次的数控机床及配套部件只能靠进口,使我国机床的进口额呈逐年上升态势,2001年进口机床跃升至世界第2位,达24.06亿美元,比上年增长27.3%。

智能化、开放性、网络化、信息化成为未来数控系统和数控机床发展的主要趋势:

- (1) 向高速、高效、高精度、高可靠性方向发展。
- (2) 向模块化、智能化、柔性化、网络化和集成化方向发展。
- (3) 向基于PC的控制和开放性方向发展。
- (4) 出现新一代数控加工工艺与装备,机械加工向虚拟制造的方向发展。
- (5) 信息技术(IT)与机床的结合,机电一体化先进机床将得到发展。
- (6) 纳米技术将形成新发展潮流,并将有新的突破。
- (7) 节能环保机床将加速发展,占领广大市场。

### 3.2.7 工业控制网络将向有线和无线相结合方向发展

自从1977年第一个民用网系统ARCnet投入运行以来,有线局域网以其广泛的适用性和技术价格方面的优势,获得了成功并得到了迅速发展。然而,在工业现场,一些工业环境禁止、限制使用电缆或很难使用电缆,有线局域网很难发挥作用,因此无线局域网技术得到了发展和应用。随着微电子技术的不断发展,无线局域网技术将在工业控制网络中发挥越来越大的作用。

无线局域网(Wireless LAN)技术可以非常便捷地以无线方式连接网络设备,人们可随时、随地、随意地访问网络资源,是现代数据通信系统发展的重要方向。无线局域网可以在不采用网络电缆线的情况下,提供以太网互连功能。在推

动网络技术发展的同时,无线局域网也在改变着人们的生活方式。无线网通信协议通常采用 IEEE 802.3 和 IEEE 802.11。IEEE 802.3 用于点对点方式,IEEE 802.11 用于一点对多点方式。无线局域网可以在普通局域网基础上通过无线 Hub、无线接入站(AP)、无线网桥、无线 Modem 及无线网卡等来实现,以无线网卡使用最为普遍。无线局域网的未来的研究方向主要集中在安全性、移动漫游、网络管理以及 3G 等其他移动通信系统之间的关系等问题上。

在工业自动化领域,有成千上万的感应器、检测器、计算机、PLC、读卡器等设备需要互相连接形成一个控制网络,通常这些设备提供的通信接口是 RS-232 或 RS-485。无线局域网设备使用隔离型信号转换器,将工业设备的 RS-232 串口信号与无线局域网及以太网信号相互转换,符合无线局域网 IEEE 802.11b 和以太网 IEEE 802.3 标准,支持标准的 TCP/IP 等网络通信协议,有效地扩展了工业设备的联网通信能力。

计算机网络技术、无线技术以及智能传感器技术的结合,产生了“基于无线技术的网络化智能传感器”的全新概念。这种基于无线技术的网络化智能传感器使得工业现场的数据能够通过无线链路直接在网络上传输、发布和共享。无线局域网技术能够在工厂环境下,为各种智能现场设备、移动机器人以及各种自动化设备之间的通信提供高带宽的无线数据链路和灵活的网络拓扑结构,在一些特殊环境下有效地弥补了有线网络的不足,进一步完善了工业控制网络的通信性能。

### 3.2.8 工业控制软件正向先进控制方向发展

自 20 世纪 80 年代初期诞生至今,工业控制软件已有 20 年的发展历史。工业控制软件作为一种应用软件,是随着 PC 的兴起而不断发展的。工业控制软件主要包括人机界面(HMI)软件,基于 PC 的控制软件以及生产管理软件等。目前,我国已开发出一批具有自主知识产权的实时监控软件平台、先进控制软件、过程优化控制软件等成套应用软件,工程化、产品化有了一定突破,打破了国外同类应用软件的垄断格局。通过在化工、石化、造纸等行业的数百个企业(装置)中应用,促进了企业的技术改造,提高了生产过程控制水平和产品质量,为企业创造了明显的经济效益。2000 年,“九五”国家科技攻关计划项目“大型骨干石化生产系统控制及计算机应用技术”通过了验收。

作为工控软件的一个重要组成部分,国内人机界面组态软件研制方面近几年取得了较大进展,软件和硬件相结合,为企业测、控、管一体化提供了比较完整的解决方案。在此基础上,工业控制软件将从人机界面和基本策略组态向先进控制方向发展。

先进过程控制 APC(Advanced Process Control)目前还没有严格而统一的定义。一般将基于数学模型而又必须用计算机来实现的控制算法,统称为先进过程控制策略。如:

- (1) 自适应控制。
- (2) 预测控制。
- (3) 鲁棒控制。
- (4) 智能控制(专家系统、模糊控制、神经网络控制)等。

由于先进控制和优化软件可以创造巨大的经济效益,因此这些软件也身价倍增。国际上已经有几十家公司,推出了上百种先进控制和优化软件产品,在世界范围内形成了一个强大的流程工业应用软件产业。因此,开发我国具有自主知识产权的先进控制和优化软件,打破外国产品的垄断,替代进口,具有十分重要的意义。

### 3.3 中国数控机床技术发展现状

数控机床及由数控机床组成的柔性化制造系统是改造传统机械加工装备产业、构建数字化企业的重要基础,它的发展一直备受人们关注。数控机床以其卓越的柔性自动化的性能、优异而稳定的精度、灵活而多样化的功能引起世人瞩目,它开创了机械产品向机电一体化发展的先河,因此数控技术成为先进制造技术中的一项核心技术。另一方面,通过持续的开发研究以及对信息技术的深入应用促进了数控机床性能和质量的进一步提升,使数控机床成为国民经济和国防建设中的重要制造装备。

近 6 年来我国数控金属切削机床(简称为数控机床)产量一直处于持续地以年均增长超过 30% 快速发展,据初步统计,2004 年数控机床的产量为 51 860 台,同比年增长 40.8%,数控机床的消费量约 70 000 余台,同比年增长约 30%。数控机床需求的旺盛也促进了 2004 年内新建的三资和民营机床厂以及数控机床品种的明显增加。国产数控系统厂家主要有华中数控系统有限公司、北京航天机床数控集团以及北京凯恩帝、北京凯奇、沈阳艺天、广州数控、南京新方达、成都广泰等公司,国产数控生产厂家规模都较小,年产都还没有超过 300~400 套。

但是,另一方面进口的数控机床数量也在逐年同步增加,而且进口数控机床的消费额的增长趋势更快。2004 年数控机床的进口数量同比增长 30%,而进口消费额的增长却达 52%,从而导致国产数控机床在国内市场消费额中的所占比例已不足 30%。之所以出现这一现象,其主要原因在于国内市场对技术和附加值高的高效精密数控机床和高性能大重型数控机床需求增长,要依靠进口解决。

21 世纪数控机床进口量占消费量的平均比例也由 20 世纪 90 年代的 55% 降至 45% 左右。在数控机床的技术水平方面,由于市场需求的拉动和国家科技计划引导与支持,中高档数控机床的开发也取得了较大的进展,在五轴联动、复合加工、高速加工、超精加工和数字化设计等一批关键技术上取得了突破,自主开发了包括大型、五轴联动数控机床,精密及超精密数控机床和一些成套生产线,并形成了一批中档数控机床产业化基地。表 5.1-3 示出中档数控机床在产量中的比重由 2000 年的 25% 增至 2004 年的 43.5%,提升了 74%,同时高档数控机床也取得了可喜的进展。

在上述良好的发展形势下,一些统计数据也预示着需要注意的现象:首先,从 2000 年起数控机床的产量虽有大幅增长,但从数量的满足率来讲,近 4 年来一直徘徊在 55% 左右,而未呈现进一步增长的趋势。其次从市场消费额来看,进口数控机床的金额近几年一直约占消费金额的 70%,2004 年估测可达 73%(见表 5.1-3 和表 5.1-4)。进口的高档数控机床占全部进口金额的 75%,达我国数控机床消费总额的 55%(见表 5.1-5、表 5.1-6 和图 5.1-14、图 5.1-15)。

大量的高档数控机床的进口,主要由于以下三个领域发展的需求:高新技术和国防工业领域,重大基础装备制造领域,国民经济支柱产业领域等。

表 5.1-3 各技术档次数控机床占年产量比例

按技术水平归类	2000 年	2002 年	2004 年
高 档	0.2%	0.5%	1.5%
中档(普及型)	24.8%	39.5%	43.5%
低档(经济型)	75%	60%	55%

表 5.1-4 进口数控机床的数量和金额占市场消费的比例

按技术水平 归 类	市场消费量比例			市场消费金额比例		
	国 产	进 口	总 量	国 产	进 口	总 额
高 档	1%	25%	26%	2.5%	55%	57.5%
中档(普及型)	24%	20%	44%	21%	18%	39%
低档(经济型)	30%		30%	3.5%		3.5%

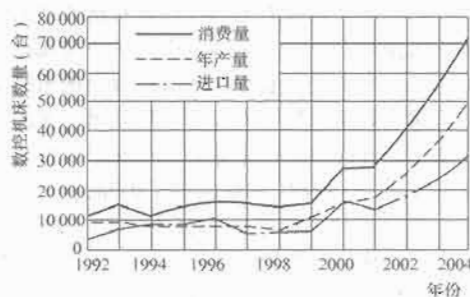
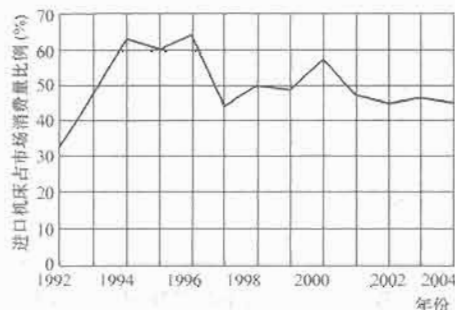
从表 5.1-5 列出的各个时期的机床技术与制造技术, 可以看到机械加工装备对促进制造技术发展的紧密关系和重要支撑作用。

表 5.1-5 机械加工装备和制造技术的进展特征

年 代	机械加工装备	制造技术
20 世纪 30~50 年代	传统机床	以流水线技术为核心的自动化制造技术
20 世纪 50~70 年代	数控机床	以数控技术为核心的集成制造技术
20 世纪 70~80 年代	柔性化制造系统	以信息技术为核心的集成制造技术
20 世纪 90 年代迄今	敏捷化制造系统	以虚拟技术为核心的数字制造技术

表 5.1-6 中型加工中心主要技术指标对比

项 目	国 内	国 外
主轴最高转速(r/min)	6000~10 000	10 000~40 000
快移速度(m/min)	24~30	60~90
金属切除率	200~300	400~600
定位精度(mm)(全行程)	0.01~0.016	0.004~0.006
重复定位精度(mm)	0.005~0.008	0.002~0.003
平均无故障运行时间	500~600	>1000
MIBF(h)		

图 5.1-14 1992~2004 年数控机床  
历年产量、消费量和进口量图 5.1-15 数控机床进口量占消费量比例  
由平均 50% 降至 45%

以数字化为特征数控机床是柔性化制造系统和敏捷化制造系统的基础装备, 它的总的发展趋势是: 高精度、高速化、高效化、柔性化、智能化和集成化, 并注重工艺适用性和经济性。具体可归纳为下列 8 个方面:

(1) 持续地提高经济加工精度。从 1950~2000 年的 50 年内加工精度提升 100 倍左右, 即加工精度平均每 8 年提高 1 倍, 当前的普通精度加工已达 20 世纪 50 年代的精密加工水平。

以加工中心加工典型件的尺寸精度和形位精度为例对比国内外的水平, 国内大致为 0.008~0.010mm, 而国际先进水平为 0.002~0.003mm, 按上述统计规律分析差距约为 15 年。

(2) 推进全面高速化实现高效制造。在刀具材料和结构发展的支持下, 切削速度不断地提高, 实际生产中, 车、铣 45 号钢由 1950 年的 80~100m/min, 至 2000 年普遍达 500~600m/min, 50 年内切削速度提高了 5 倍。高速化加工另一个特点是大多从单一的高速切削发展至全面高速化, 不仅要缩短切削时间, 也要力求降低辅助时间和技术准备时间。

(3) 复合加工机床促进新一代高效机床的形成。复合机床的含义是在一台机床上实现或尽可能完成从毛坯至成品的全部加工。复合机床根据其结构特点, 可以分为如下两类:

1) 工艺复合型。

2) 工序复合型。

复合数控机床则具有良好的工艺适用性, 避免了在制品的储存和传输等环节, 有力地支持了准时制造(JIT), 因此对它的研发已被给予了极大的关注。

(4) 工艺适用性的专门化数控机床正不断涌现。通过对机床布局 and 结构的创新, 使对不同类型的零件加工具有最佳的适用, 避免一方面出现不能发挥最佳性能, 另一方面又存在功能冗余的现象。

要解决品种多样化与经济性的矛盾, 这就要对机床的模块化设计提出了更高的要求, 近年来对并联机构机床和混联机构机床的研究以及对可重构机床(Reconfigurable Machine Tools, RMT)技术的探索, 反映了对制造装备能更方便地实现个性化、多样化发展的一个追求。

图 5.1-16 所示为齐齐哈尔第二机床集团公司与清华大学合作研制的加工水轮机叶轮的混联机构机床, 它比通常的五轴联动龙门铣床的结构有很大的简约。

(5) 智能化和集成化成为数字化制造的重要支撑技术。信息技术的发展及其与传统机床的融合, 使机床朝着数字



图 5.1-16 混联机构机床



化、集成化和智能化的方向发展。数字化制造装备、数字化生产线、数字化工厂的应用空间将越来越大；而采用智能技术来实现多信息融合下的重构优化的智能决策、过程适应控制、误差补偿智能控制、复杂曲面加工运动轨迹优化控制、故障自诊断和智能维护以及信息集成等功能，将大大提升成形和加工精度，提高制造效率。

(6) 发展适应敏捷制造和网络化分布式的制造系统。

回顾近 10 年来制造系统的发展历程，基本上遵循以下两个方向：

1) 增强制造系统的智能化和自治管理功能，以提高 FMC/FMS 的快速响应能力。

2) 发展兼顾柔性、高效、低成本和高质量且便于重构的新型制造系统，以适应不确定性的市场环境。

这类制造系统称为快速重组制造系统 (RRMS) 或可重构制造系统 (RMS)。

(7) 向大型化和微小化两极发展。

能源装备的大型化及航空航天事业等的发展，需要重型立式或卧式加工中心和铣床中心。

超精密加工技术和微纳米技术是 21 世纪的战略高技术，正在形成一个产业，需发展能适应微小型尺寸结构和微纳米加工精度的新型制造工艺和装备。

航空航天、IT 和国防高新技术的需求推进了超精加工技术及设备的发展。

(8) 配套装置和功能部件的品种质量日臻完善。

不仅数控系统 (含数控装置和伺服驱动装置) 有专业化生产厂，所有关键的通用性功能部件如电主轴、刀具自动交换系统、滚动导轨副、直线滚动丝杠驱动副、双摆主轴头、双摆回转台和自动转位刀塔等在国外均有一些著名的专业化生产厂，这对保证产品质量、增强整机的可靠性和降低成本起着重要的作用。

完善的高集成度的专用电路系统的研发，仍是数控系统可靠性继续增长和结构小型化的一项重要措施。

### 3.4 国内数控机床伺服驱动技术现状和趋势

我国在 20 世纪 80 年代初期通过引进、消化、吸收国外先进技术，又在国家“七五”、“八五”、“九五”期间对伺服驱动技术进行重大科技攻关取得了很大成果。但由于产品可靠性等方面的原因，制约着我国数控机床的配套及应用，从而影响我国装备制造业的发展。一些机床厂家也不得不选用国外的伺服系统，使得国产数控机床在价格、交货期、可靠性等方面均不占优势，更无精力开发市场需求的新品种，从而失去巨大的市场份额。从公开的统计资料来看，CNC 系统中 75% 以上的故障出自伺服部分。

然而，近年来在国家不断组织科技攻关的同时，一些民营高科技公司也为发展我国伺服驱动技术注入了新的活力。例如北京中宝伦自动化技术有限公司在国家没有投入一分钱的情况下，以市场为导向，不断开发新产品，1994 年开发成功 PDC 系列直流伺服系统，扭矩从  $1\text{N}\cdot\text{m}$  至  $44.1\text{N}\cdot\text{m}$  共有七个规格的宽调速直流伺服电动机，采用国际上最新一代的功率器件——IPM、PWM 控制，调制频率达到  $15\text{kHz}$ ，有效地克服了以往 SCR 控制时电流断续所产生的换向火花对于换向器的烧蚀，可使电刷寿命延长 1 倍以上。1997 年底该公司又开发成功 PAC 系列交流伺服系统，与兰州电动机厂引进德国 Siemens 公司 1FT5 系列的 94 个规格的无刷交流伺服电动机相配套。转速系列有 1200、2000、3000、4000、4500、6000r/min，扭矩范围为  $0.15\sim 90\text{N}\cdot\text{m}$ ；2000

年 11 月又根据市场需求，开发出 PAC-P 系列数字化位置型交流伺服系统。这些产品推向市场后，取得了很好的社会效益及经济效益，得到北京第一机床厂、清华大学精密仪器厂、青海第一机床厂等厂家认可，得到与 XA5750 滑枕铣床、XA718 立式铣床、XA2412/2410 龙门铣床和 XKA5032 数控立式铣床、数控异型螺杆铣床、XKA8132/8140 数控铣床等配套。除此之外，也应用于复合材料成型机械、汽车子午胎一段、二段成型及裁断机械、卫星风洞群控制、电子元器件材料切割、编带等领域。目前，近 200 台应用于国内各大汽车子午胎生产线，每日 24h 连续运行。除在国内应用外，从 1997 年开始，该公司部分产品由北京第一机床厂配套出口到德国、加拿大、澳大利亚等国家。从 1994 年至今售出将近 1000 台套交/直流伺服系统，几年来无一台返修，根据该公司记录数字来看，只有 8 台均由于用户接线错误而导致熔断电阻、电源回路及接口元器件烧坏。使用中宝伦产品的用户改变了对于国产伺服系统可靠性不好的看法。华中数控系统有限公司、珠峰数控公司、北京航天机床数控集团、中科院电工研究所等单位通过实施国家科技攻关，已能够向各机床制造厂配套自身数控系统所需要的伺服系统，还应用于一些老设备技术改造中。洛阳轴承研究所自主研发的高速电主轴，已应用于轴承磨床、印制电路板铣、钻等方面。

## 4 装备制造电气自动化的关键技术

### 4.1 数控机床的关键技术

从 20 世纪 80 年代起，机床制造业的发展虽有起伏，但对数控技术和数控机床一直给予较大的关注。经过“九五”数控车床和加工中心 (包括数控铣床) 的产业化生产基地的形成，所生产的中档普及型数控机床的功能、性能和可靠性方面已具有较强的市场竞争力。但在中、高档数控机床方面，与国外一些先进产品相比，仍存在较大差距，这是由于欧美日等先进工业国家于 80 年代先后完成了数控机床产业进程，其中一些著名机床公司致力于科技创新和新产品的研发，引导着数控机床技术发展，如美国英格索尔公司和德国惠勒喜乐公司对用于汽车工业和航空工业高速数控铣床的发展，日本牧野公司对高效精密加工中心所作的贡献，德国瓦德里希公司在重型龙门五面加工铣床方面的开发，以及日本马扎克公司研发的车铣中心对高效复合加工的推进等等。相比之下，我国大部分近代机床产品在技术上处于跟踪阶段。表 5.1-7 以 40 号刀柄的中型加工中心为例，列出国内外先进产品主要技术指标，由此可以看到效率、精度和可靠性等方面均有明显差距。

表 5.1-7 中型加工中心主要技术指标对比

项 目	国 内	外 国
主轴最高转速 (r/min)	6000~10 000	10 000~40 000
快移速度 (m/min)	24~30	60~90
金属切除率 45 钢 ( $\text{cm}^3/\text{min}$ )	200~300	400~600
定位精度 (mm) (全行程)	0.01~0.016	0.004~0.006
重复定位精度 (mm)	0.005~0.008	0.002~0.003
平均无故障运行时间 TBF (h)	500~600	>1000

基于这一现实，为了加速振兴我国的机床制造业，当前宜加强如下八方面的研究和发展工作：①以高速化为先导，提高数控机床的综合性能；②加快数控机床向高效柔性化和



高精化发展的步伐,推进微米级精度机床工程的规划和实施;③加强发展多功能复合加工的数控机床来提高单件和中小批量生产的加工精度和高效柔性化;④对于中大批量生产、发展快速可重构制造系统(Rapidly Reconfigurable Manufacturing System, RRMS)和可重构机床(Reconfigurable Machine Tool, RMT)将是一个合理的解决方案;⑤发展网络制造单元,以适应数字化企业的构建;⑥深化超精密加工技术研究,促进高精精密机床的产业化;⑦加快高性能数控功能部件的研发,提升数控机床品质;⑧开展可靠性设计,加强全面质量管理,保证数控机床的可靠性增长。

(1)以高速化为先导,提高数控机床的综合性能。数控机床的高速化是提高其高效柔性和高精化的一个重要措施。它既可提高机床的切削能力和缩短辅助时间,又能改善切削形成过程,减少刀具每转进给量和降低切削力,有助于提高加工精度,图5.1-17示出德国BMW公司用硬质合金刀片加工钢件随着高速化使精度得到提高的实例。

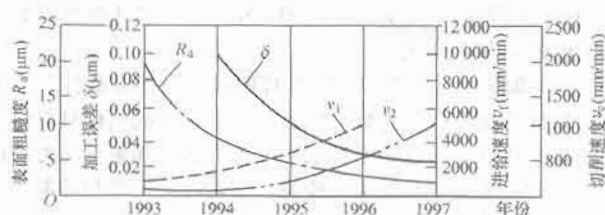


图 5.1-17 高速切削对提高加工质量的作用

$\delta$ —加工尺寸精度;  $R_a$ —加工表面粗糙度;

$v_c$ —主切削速度;  $v_f$ —切削进给速度

分析中型加工中心的高速化与高精化的发展历程,可以得出,作为表征其切削运动高速化的主轴最高转速和最大进给速度,大致持续地以每10年增长1倍的比率上升,而表征压缩机床辅助时间的快移速度(指以滚珠丝杠和旋转伺服电动机驱动)和自动换刀/工作台转位速度,基本上以每12~15年翻一番的速度增长,1993年后逐步推广用直线电动机直接驱动的新技术,使加工中心的快移速度比用滚珠丝杠传动副驱动时又提高了1倍。

但主轴转速和进给速度的提高也会引起一些负面影响,使机床结构和测量系统的热变形和位置控制的跟踪误差随之增大。为此,应用信息技术发展诸如热误差补偿、进给速度前瞻控制、位置环前馈控制和加减速控制等一系列先进控制技术(见图5.1-18),使在高速控制条件下仍能保证加工精度不断改善。

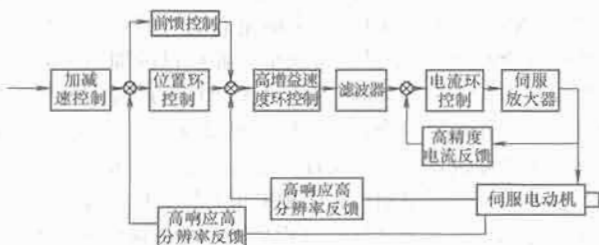


图 5.1-18 高速高精伺服控制系统

高速化的发展宜注意下列两方面的问题:

1) 从先进适用出发确定高速范围。由于受刀具等因素的制约,不宜片面地追求过高的速度,目前生产中除铝合金和模具型面铣加工应用20 000r/min以上的主轴转速外,对于钢铁件和钛合金铣削通常选用的主轴最高转速为10 000~15 000r/min,并要求有较大的主轴扭矩( $\geq 200\text{N} \cdot \text{m}$ );快

移速度对中型加工中心和数控铣床大多为40~80m/min,对大型机床则为24~50m/min。

2) 高速化要与机床的结构和控制性能相匹配。因为主轴转速和进给速度的提高会引起一些负面影响,使机床结构和测量系统的热变形和位置控制的跟踪误差随之增大。为此,应用信息技术发展诸如热误差补偿、进给速度前瞻控制、位置环前馈控制和加减速平滑控制以及抑制颤振的多点自动跟踪滤波器等一系列先进控制技术,使在高速控制条件下仍能保证加工精度不断改善,才能不致事倍功半。除了上述提及的热误差和控制精度,还要注意改善机床结构的静态刚度、动平衡和刀具的性能等。

(2) 推进微米工程,研制高效精密数控机床。目前国内生产的数控机床尚缺少高效、高可靠性且加工精度达微米级的产品,图5.1-19示出了汽车零件加工需求与国产加工中心、CNC铣床、车削中心和CNC车床等满足度现状(图中A、B、C区)的比较。

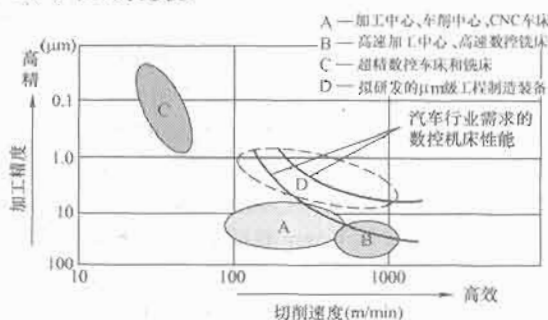


图 5.1-19 国产数控机床(图中A、B、C)与汽车制

造业对数控制造装备在效率和精度方面需求

(图中两实线间区域)的差距比较

为此,需研发一些能兼顾高效化和高精度化的数控制造装备以适应汽车制造业加工关键零件的需求,它们的性能用图5.1-19中D区域来表示。由于这些数控制造装备的加工精度主要在微米级( $\mu\text{m}$ )范围内,因此可称为“ $\mu\text{m}$ 级制造装备及技术研究”,简称“ $\mu\text{m}$ 工程”(Micro Precision Machine Tool Engineering)。

(3) 发展复合加工数控机床、缩短制造过程链。多功能复合加工数控机床简称复合机床,或称为多功能加工或完全加工机床。

复合机床的含义是在1台机床上实现或尽可能完成从毛坯至成品的全部加工。从20世纪70年代以来,出现了以旋转刀具做主切削运动的主要用于镗铣加工的加工中心和以工件旋转做主运动的主要用于车加工的车削中心,这两类多功能的数控机床在推进数控机床的工序集中的工艺方法上发挥了重要的作用。但对于这较复杂的零件,它的功能范围尚不足以完成从毛坯至成品的全部工序加工,因而还不能充分提高在单件和中小批量生产条件下的生产效率,且由于工件在多台机床间的转移增加了安装误差,也不利于加工精度的稳定性。

为此,加快复合数控机床的发展步伐,提高工序的集中度,使加工过程链集约化,可以提高多品种单件和中小批量加工的工效。复合数控机床可以减少在不同数控机床间进行工序的转换而引起的待工以及多次上下料等时间。通常这些时间占整个零件生产周期的40%~60%,即使在信息管理良好的情况下仍将占20%左右。因此,复合数控机床具有明显的技术效果。

复合数控机床根据其结构特点,可以分为如下两类:

1) 跨加工类别的工艺复合数控加工机床。该类机床主要体现为刀具回转加工、工件回转加工或特种加工等多类功能的复合。因而在机床结构上要体现对不同加工方式的需求。目前常见的有车铣中心、铣车中心和铣削—激光加工机床等。

2) 多面多轴联动加工的工序复合数控机床。为了避免复合机床因功能的扩展而过多地引起结构的复杂化和成本的增加,需探求:

① 通过创新技术,扩大功能部件的适用面来简化结构,例如车铣中心把铣头与车削回转刀盘合成一体,倒置式车床把运动的主轴箱兼作上下料机械手等。

② 发展模块化和可重构化的复合机床。可以方便地针对一些零件族组的工艺和工序特点,组成有针对性的专门化的高效复合数控机床。

(4) 高效柔性化的新一代制造系统。在可重构制造(Reconfigurable Manufacturing)技术支持下,构建具有适应大批量高效生产的柔性制造系统是一个值得注意的发展动向。目前常用的 FMS/FML 其制造装备的功能储备通常较多,在大批量生产条件下,往往仅能应用其中 20% 左右的功能,因此用扩大功能储备以备不时之需的做法,既是对资源的浪费,也是增大投资的不经济之举。另外,当加工的产品由于市场需求的变化要作较大的调整时,往往既费时又耗费资金。为此,美国 Y. Koren 教授于 1995 年提出了发展可重构制造系统(RMS)的构想。我国从 1997 年起在国家自然科学基金和“十五”、863 计划资助下,对可重构制造技术以及构建快速重组制造系统(RRMS)的理论与方法进行研究,其核心为制造系统能物理组态,即根据加工对象的变化方便地进行调整。为了能在制造系统的设计与规划、集成与整合以及运动与决策等 3 方面实现组态,需要解决图 5.1-20 所示外圈的 6 个关键技术,使其兼具专用生产线的高效性能和适用的柔性所取得的经济性。为此发展了能对多变的市场需求作出合理的配置规划和易于调整的布局方式、适应重构的控制软件、开放式控制系统和规范化接口以及能快速提升系统重组后制造质量的诊断系统等技术,并取得了初步成功的应用。



图 5.1-20 RRMS 的 6 项基础原理及其对物理组态的作用

(5) 发展网络化制造单元,推进企业制造能力的高效柔性化。在信息技术蓬勃发展的推动下,制造业正面临着一个以提升竞争能力为目标的构建全企业数字化时代。作为主要制造装备的数控机床及其组成的制造系统也将积极地向数字化制造迈进,成为一个信息集成和快速实施的制造单元。

当前,国内外一些机床和数控系统制造企业在从分布式网络化联盟制造的角度出发研究相适应的制造单元,强化其

自治管理能力,能与企业 ERP、PDM 和 CAD/CAPP/CAM 的信息集成,进而通过与客户关系管理(CRM)和供应链管理(SCM)的联系作出智能决策,实施并行工程、可视化监控等,以提高机床利用率,实现高效的柔性生产。

(6) 深化超精密加工技术研究,促进高精密机床的产业化。超精密加工目前是指尺寸和位置精度为  $0.01 \sim 0.3 \mu\text{m}$ ,形状和轮廓精度为  $0.003 \sim 0.1 \mu\text{m}$ ,表面粗糙度:钢件  $R_a \leq 0.05 \mu\text{m}$ 、铜件  $R_a \leq 0.01 \mu\text{m}$ 。国内研制的超精密数控车床数控铣床已投入生产使用。当前在品种上需发展超精密磨床和超精密复合加工机床,同时要进一步提升超精密主轴单元、超精密导轨副单元、超精密平稳驱动系统、超精密轮廓控制技术以及纳米级分辨率数控系统的性能,并加快其工程化。

超精密机床主要用于解决高新技术和国防关键产品的超精密加工,虽然需求量不是很大,但它是一项受国外技术封锁的敏感技术。另外,超精密加工技术的深化研究,它的成果的下延将有助于需要量大的加工精度在亚微米级的高精密机床的研发和产业化。

(7) 加快高性能数控功能部件的研发,提升数控机床品质。数控功能部件作为数控机床的一个子系统同样具有机电一体化特征,这也是它区别于一般配套件和附件之处。因此,它的组成通常是由动力能源、信息传递反馈与控制、广义机械执行装置三者组成。

这些功能部件有高速运动的主轴单元、直接驱动的直线电动机单元和力矩电动机的回转运动单元等;有先进结构精密切削的双摆主轴头、数控动力刀架和主卧转换头等;有快速交换及高速的自动刀具交换装置、自动托盘交换装置和刀具在线智能补偿(U 轴)装置等。

功能部件的研发及其专业化生产,不仅能为机床主机制造厂提供功能完善和品质优良的选件,而且有利于缩短机床新产品的开发和制造周期,也有助于降低数控机床成本。

高性能的功能部件将具有智能化接口,能与整机协调匹配,并与数控系统构成分布式的控制,因此,加强为主机厂的售前服务,充分满足主机的个性化需求是提高其竞争力的重要措施。功能部件向功能多样化、运行高可靠性和结构紧凑化的发展也将促进数控机床复合化加工的扩展,并推动新一代可重构机床的出现。

(8) 开展可靠性设计,加强全面质量管理,保证数控机床的可靠性增长。数控机床多发的故障率一直是影响我国数控机床品质的一个重要问题。尤其是用于批量生产的自动生产线上,对数控机床的可靠性更为重视,通常用平均无故障时间(以 MTBF 表示)的长短来衡量它的可靠性。例如日本远州株式会社 2002 年提出为汽车行业提供的加工中心的目标要求为  $\text{MTBF} \geq 5000\text{h}$ ,这样可保证在生产线上的数控机床只需每年作例行检修,而不致因出现故障而引起停产。就现有的水平来说,这是一项任重道远的艰巨任务。

精心设计、严格制造和明确的可靠性目标以及制订科学的实验评测方法并通过维修分析故障模式和找出薄弱环节是推进数控技术的重要措施。例如我国机床行业经前 5 年的努力已使加工中心和数控车床的 MTBF 增长了 50%;又有如日本 FANUC 公司的数控系统在 1985 年时无故障时间仅为 8.7 个月,公司领导提出了增长至 50 个月的目标,至 1991 年基本实现,到 1994 年已达 125 个月,在可靠性方面位居世界前列。这些事实充分说明了维修和产品质量之间的互动关系。

因此,为了保证数控机床有高的可靠性,设计时不仅要

考虑其功能和力学特性,还要进行可靠性设计,根据可靠性要求合理分配各组成件的可靠性指标,在配套件采购和制造过程中重视质量要求,加强全面质量管理,以求可靠性的不断增长。

## 4.2 永磁交流运动控制系统的关键技术

自20世纪80年代以来,随着现代电动机技术、现代电力电子技术、微电子技术、控制技术及计算机技术等支撑技术的快速发展,交流运动控制技术的发展得以极大的迈进,使得先前困扰着交流运动系统的电动机控制复杂、调速性能差等问题取得了突破性的进展,交流运动系统的性能日渐提高,价格趋于合理,使得交流运动系统取代直流运动系统尤其是在高精度、高性能要求的运动驱动领域成了现代电运动驱动系统的一个发展趋势。

伺服控制技术是决定交流伺服系统性能好坏的关键技术之一,是国外交流运动技术封锁的主要部分。随着国内交流运动用电动机等硬件技术逐步成熟,以软件形式存在于控制芯片中的运动控制技术成为制约我国高性能交流运动技术及产品发展的瓶颈。研究具有自主知识产权的高性能交流运动控制技术,尤其是最具应用前景的永磁同步电动机运动控制技术,是非常必要的。

### 4.2.1 交流永磁运动系统的基本结构

图5.1-21示出了交流永磁运动控制系统简化的基本结构框图。除电动机外,系统主要包括功率驱动单元、位置控制器、速度控制器、转矩和电流控制器、位置反馈单元、电流反馈单元、通信接口单元等。



图 5.1-21 数字化交流伺服系统基本结构框图

(1) 稀土永磁同步电动机。稀土永磁同步电动机是使用最多的运动电动机品种。这种电动机特点是结构简单、运行可靠、易维护或免维护；体积小，质量轻；损耗少，效率高，现今的永磁同步电动机定子多采用三相正弦交流电驱动，转子一般由永磁体磁化为3~4对磁极，产生正弦磁动势。高性能的永磁同步电动机由电压源型逆变器驱动，采用高分辨率的绝对式位置反馈装置。高性能的交流运动系统要求永磁同步电动机尽量具有线性的数学模型。这就需要通过电动机转子磁场的优化设计，使转子产生正弦磁动势，并改进定子、转子结构，消除齿槽力矩，减小电磁转矩波动。这样通过对电动机本体的设计来提高其控制特性。

国外各大运动驱动厂商和电动机制造商均有性能优良的永磁同步运动电动机产品，功率一般在50W~30kW之间。国内由于资金和技术的限制，研究和产品多集中在低价位、性能较差的直流无刷电动机上。一些院校和研究室的永磁同步电动机多为特殊设计，应用于航天、国防等特殊场合的特种电动机。北京四通、上海开通、西安微电动机研究所和华中数控等少数单位研制出部分产品，但都未形成规模，不具有与国外产品竞争的能力。

(2) 功率驱动单元。功率驱动单元采用三相全桥不控整流，三相正弦PWM电压型逆变器变频的AC-DC-AC结构。为避免上电时出现过大的瞬时电流以及电动机制动时产生很

高的泵升电压，设有软起动电路和能耗泄放电路。逆变部分采用集驱动电路，保护电路和功率开关于一体的智能功率模块(IPM)，开关频率可达20kHz。

(3) 控制单元。控制单元是整个交流运动系统的核心，实现系统位置控制、速度控制、转矩和电流控制器。数字信号处理器(DSP)被广泛应用于交流运动系统，各大公司推出的面向电动机控制的专用DSP芯片，除具有快速的数据处理能力外，还集成了丰富的用于电动机控制的专用集成电路，如A/D转换器、PWM发生器、定时计数器电路、异步通信电路、CAN总线收发器以及高速的可编程静态RAM和大容量的程序存储器等。

(4) 位置反馈单元。位置传感器一般采用高分辨率的旋转变压器、光电编码器、磁编码器等元件。旋转变压器输出两相正交波形，能输出转子的绝对位置，但其解码电路复杂，价格昂贵。磁编码器依靠磁极变化检测位置，目前正处于研究阶段，其分辨率较低。

光电编码器分为增量式和绝对式(见图5.1-22)，较其他检测元件有直接输出数字量信号、惯量低、低噪声、高精度、高分辨率、制作简便、成本低等优点。增量式编码器结构简单，制作容易，一般在码盘上刻A、B、Z三道均匀分布的刻线。由于其给出的位置信息是增量式的，当应用于运动领域时需要初始定位。格雷码绝对式编码器一般都做成循环二进制代码，码道道数与二进制位数相同。格雷码绝对式编码器可直接输出转子的绝对位置，不需要测定初始位置。但其工艺复杂、成本高，实现高分辨率、高精度较为困难。通用的交流运动系统上采用的绝对式编码器精度一般在12位至20位之间。当前世界上生产光电轴角编码器的主要厂家有德国Heidenhain公司、OPTION公司、美国的Itek公司、B&L公司、三丰公司、日本的尼康公司和佳能公司。此外，英国、瑞士和俄罗斯的一些厂家也在光电轴角编码器的研制方面做出了很多贡献。其中Heidenhain公司生产的码器系列以其优质的性能、多样的品种誉满全球，居国际领先水平。日本编码器工业在工业机器人及办公自动化迅速普及的影响下，偏重于小型化、智能化的发展方向。



图 5.1-22 光电编码器  
(a) 增量式编码器；(b) 绝对式编码器

我国对计量光栅的研究始于1960年前后，由中科院长春光机所率先进行光电轴角编码器的研制，现已有增量式和绝对式数十种型号的产品。在提高光电编码器的分辨率和精度方面，国内已采用电子学细分，多头读数及提高码盘刻划精度，提高轴系精度等多种措施。成都光电所研制的25位绝对式光电轴角编码器，分辨率已达0.04°，精度0.71°。长春光机所在20世纪80年代末生产的23位绝对式光电轴角编码器，分辨率为0.5°，测角精度达0.51°。国内其他数十家生产光电轴角编码器厂家，大多只生产低位数的编码器。

目前最新发展是将网络功能集成到传感器中，使传感器能够作为一个相对独立并具有一定智能的单元通过网络传送



检测信息并接收上位机的控制信息,成为网络化智能传感器。由于测试对象的复杂性和应用场合的实时性要求,运动系统要求具有信息处理与传输能力的转换电路。

接口通信单元包括键盘/显示、控制 I/O 接口、串行通信等。运动单元内部及对外的 I/O 接口电路中,有许多数字信号需要隔离。这些数字信号代表的信息不同,更新速度也不同。RS-232 主要用于和上位机通信或与手持控制器相连,CAN 主要用于连接工业控制总线,构成控制网。RS-232 和 CAN 也提供了与 Internet 相连进行远程实时有线/无线操控的可能性。

#### 4.2.2 运动控制技术的新发展

在机电一体化技术迅速发展的同时,运动控制技术作为其关键组成部分,也得到前所未有的大发展,各厂家相继推出运动控制的新技术、新产品,主要包括全闭环交流伺服驱动(Full Closed AC Servo)、直线电动机驱动(Linear Motor Driving)、可编程序计算机控制器(Programmable Computer Controller, PCC)和运动控制卡(Motion Controlling Board)等几项具有代表性的新技术。

(1) 全闭环交流伺服驱动技术。在一些定位精度或动态响应要求比较高的机电一体化产品中,广泛使用数字式交流伺服系统。这种伺服系统的驱动器对电动机轴后端部的光电编码器进行位置采样,在驱动器和电动机之间构成位置和速度的闭环控制系统。位置控制分辨率高,可靠性好。

通常带位置环的伺服系统,位置环的反馈采样取自伺服电动机的编码器,对于传动链上的间隙及误差还不能补偿克服,只能形成半闭环的位置控制系统。松下公司新近推出了一种更完善、可以实现更高精度的全闭环全数字式伺服系统,其控制原理如图 5.1-23 所示。

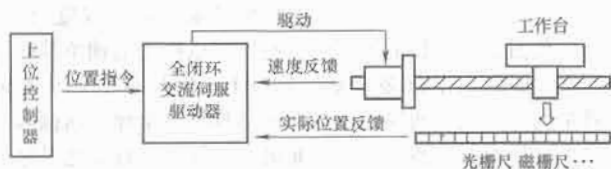


图 5.1-23 松下交流伺服全闭环控制示意图

该系统克服了上述半闭环系统的缺陷,位置环的采样可以直接取自装在最后一级机械上的位置反馈元件(如光栅尺、磁栅尺、旋转编码器等),而电动机上的编码器此时仅作为速度环的反馈,这样就可以消除机械上存在的一切间隙,并且该伺服系统还可以对机械传动上出现的误差进行补偿,达到真正全闭环的功能,实现高精度的位置控制。而且这种全闭环控制均由驱动器来完成,无需增加上位控制器的负担。

由于采用全闭环交流伺服系统能获得极高的定位精度,而不需增加上位控制系统的复杂程度,所以它广泛应用于数控机床、台钻机等高精度数控设备。

(2) 直线电动机驱动技术。直线电动机在机床进给伺服系统中的应用,近几年来已在世界机床行业得到重视,并在西欧工业发达地区掀起“直线电动机热”。

在机床进给系统中,采用直线电动机直接驱动与原旋转电动机传动的最大区别是取消了从电动机到工作台(拖板)之间的一切机械中间传动环节,把机床进给传动链的长度缩短为零。这种传动方式被称为“零传动”。正由于这种“零传动”方式,带来了原旋转电动机驱动方式无法达到的性能指标和一定优点。

1) 高速响应。由于系统中直接取消了一些响应时间常数较大的如丝杠等机械传动件,使整个闭环控制系统动态响

应性能大大提高,反应异常灵敏快捷。

2) 精度。直线驱动系统取消了由于丝杠等机械机构引起的传动误差减少了插补时因传动系统滞后带来的跟踪误差。通过直线位置检测反馈控制,即可大大提高机床的定位精度。

3) 动刚度高。由于“直接驱动”,避免了起动、变速和换向时因中间传动环节的弹性变形、摩擦磨损和反向间隙造成的运动滞后现象,同时提高了其传动刚度。

4) 速度快、加减速过程短。由于直线电动机最早主要用于磁悬浮列车(时速可达 500km/h),所以用在机床进给驱动中,要满足其超高速切削的最大进给速度(要求达 60~100m/min 或更高)当然是没有问题的。也由于上述零传动的高速响应性,使其加减速过程大大缩短。以实现起动时瞬间达到高速,高速运行时又能瞬间准停。可获得较高的加速度,一般可达  $(2\sim10)g$  ( $g=9.8\text{m/s}^2$ ),而滚珠丝杠传动的最大加速度只有  $(0.1\sim0.5)g$ 。

5) 行程长度不受限制。在导轨上通过串联直线电动机,就可以无限延长其行程长度。

6) 动安静、噪声低。由于取消了传动丝杠等部件的机械摩擦,且导轨又可采用滚动导轨或磁垫悬浮导轨(无机械接触),其运动时噪声将大大降低。

7) 效率高。由于无中间传动环节,消除了机械摩擦时的能量损耗。科尔摩根 PLATINUM DDL 系列直线电动机和 SERVOSTAR CD 系列数字伺服放大器构成一种典型的直线永磁伺服系统,它能提供很高的动态响应速度和加速度、极高的刚度、高的定位精度和平滑的无差运动。

(3) 可编程计算机控制器技术。自 20 世纪 60 年代末美国第一台可编程序控制器 PLC 问世以来,PLC 控制技术已走过了 30 年的发展历程,尤其是随着近代计算机技术和微电子技术的发展,它已在软硬件技术方面远远走出了当初的“顺序控制”的雏形阶段。可编程计算机控制器(PCC)就是代表这一发展趋势的新一代可编程控制器。

与常规的 PLC 相比较,PCC 最大的特点在于其类似于大型计算机的分时多任务操作系统和多样化的应用软件的设计。常规的 PLC 大多采用单任务的时钟扫描或监控程序来处理程序本身的逻辑运算指令和外部的 I/O 通道的状态采集与刷新。这样处理,直接导致了真正意义上的“控制速度”依赖于应用程序的大小,这一结果无疑是同 I/O 通道中高实时性的控制要求相违背的。PCC 的系统软件完美地解决了这一问题,它采用分时多任务机制构筑其应用软件的运行平台,这样应用程序的运行周期则与程序长短无关,而是由操作系统的循环周期决定的。由此,它将应用程序的扫描周期同真正外部的控制周期区别开来,满足了真正实时控制的要求。当然,这种控制周期可以在 CPU 运算能力允许的前提下,按照用户的实际要求,任意修改。

基于这样的操作系统,PCC 的应用程序由多任务模块构成,给项目应用软件的开发带来很大的便利。因为这样可以方便地按照控制项目中各部分不同的功能要求,如运动控制、数据采集、报警、PID 调节运算、通信控制等,分别编制出控制程序模块(任务),这些模块既独立运行,数据间又保持一定的相互关联,这些模块经过分步骤的独立编制和调试之后,可一同下载至 PCC 的 CPU 中,在多任务操作系统的调度管理下并行运行,共同实现项目的控制要求。

PCC 在工业控制中强大的功能优势,体现了可编程控制器与工业控制计算机及 DCS(分布式工业控制系统)技术互相融合的发展潮流,虽然这还是一项较为年轻的技术,但



在其越来越多的应用领域中,它正日益显示出不可低估的发展潜力。

(4) 运动控制卡。运动控制卡是一种基于工业 PC 机、用于各种运动控制场合(包括位移、速度、加速度等)的上位控制单元。它的出现主要是因为:①为了满足新型数控系统的标准化、柔性、开放性要求;②在各种工业设备(如包装机械、印刷机械等)、国防装备(如跟踪定位系统等)、智能医疗装置等设备的自动化控制系统研制和改造中,急需一个运动控制模块的硬件平台;③PC 机在各种工业现场的广泛应用,也促使配备相应的控制卡以充分发挥 PC 机的强大功能。

运动控制卡通常采用专业运动控制芯片或高速 DSP 作为运动控制核心,大多用于控制步进电动机或伺服电动机。一般的运动控制卡与 PC 机构成主从式控制结构:PC 机负责人机交互界面的管理和控制系统的实时监控等方面的工作(例如键盘和鼠标的管理、系统状态的显示、运动轨迹规划、控制指令的发送、外部信号的监控等等);控制卡完成运动控制的所有细节(包括脉冲和方向信号的输出、自动升降速的处理、原点和限位等信号的检测等等)。运动控制卡都配有开放的函数库供用户在 DOS 或 Windows 系统平台下自行开发、构造所需的控制系统。因而这种结构开放的运动控制卡能够广泛地应用于制造业中设备自动化的各个领域。

这种运动控制模式在国外自动化设备的控制系统中比较流行,运动控制卡也形成了一个独立的专门行业,具有代表性的产品有美国的 PMAC、PARKER 等运动控制卡。在国内相应的产品也已出现,如成都步进机电有限公司的 DMC300 系列卡已成功地应用于数控打孔机、汽车部件性能试验台等多种自动化设备上。

### 4.3 SERCOS 接口技术

传统的数控系统采用模拟接口,由于模拟接口对噪声敏感,分辨率有限,信号漂移不可避免,每次只能在一个方向上传送一个命令,接线复杂导致干扰量大及安装难度高等弱点,严重限制了数控系统的性能。在数字伺服驱动问世后,模拟接口已经完全不能适应驱动技术的发展,越来越无法满足人们对数控系统开放性、模块化、高速化、多轴分布控制的需求。为了克服模拟接口的缺点,许多运动控制器及伺服驱动器供应商开发出了各种专有的运动控制接口。虽然这些接口解决了某些问题,但却失掉了接口的开放性和可移植性。用它们开发出的产品不仅要依赖于特定类型的伺服驱动技术,而且还要受到特定的供应商产品的限制。这种情况清楚地表明了迫切需要寻找一种新的接口标准。目前已经出现了多种数字运动控制接口,也都能克服模拟接口的缺点,但是已经成为国际标准的开放式数字运动控制接口只有一个,那就是 SERCOS 接口。它提供了一个高性能的独立于供应商的驱动器接口。

#### 4.3.1 SERCOS 技术概述

SERCOS(串行实时通信协议, Serial Real-time Communication Specification)是一种专门用于在工业机械电气设备的控制单元与数字伺服装置及可编程控制器之间实现串行实时通信的国际标准(IEC 61491)。

1986 年欧洲各国的一些控制器供应商和 OEM 设备制造商组成了一个工作组来开发驱动器和控制器件的下一代开放接口。经过 40 多个人几年的努力,终于在 1989 年诞生了 SERCOS 接口标准。该接口问世后,它在各种自动化应用中取得了明显的效果,具有巨大的潜力。1995 年, SERCOS

成为控制器与数字伺服驱动系统接口的国际标准并作为 IEC 61491 标准获得通过。至今全世界有 70 多家公司能提供带有 SERCOS 接口的数字产品(包括数字伺服驱动器、控制器、输入输出组件、接口组件、控制软件等)及技术咨询和产品设计服务。

目前, SERCOS 是唯一的运动总线标准,在全球范围内超过 120 家控制器和驱动厂商支持。对于具有高实时、高性能要求的开放式控制系统,特别重要和关键的接口是控制器和驱动器间的运动控制接口。SERCOS 接口包含了在多供应商环境下确保控制器兼容性和互操作性所必需的全部规定。

SERCOS 数字运动控制接口提供了高度实时性,高精度同步,并且具有配置和访问多达 400 多个不同的驱动器参数的能力。其主要技术特点有:

(1) 采用光纤作为通信介质。采用光电信号数字同步通信技术,使数控系统具有高的实时响应能力,精密同步功能及高可靠性,其固有的噪声免疫能力,对大电流驱动系统尤为重要。

(2) 强大的通信能力。SERCOS 接口采用环形拓扑结构,每一个环最多可连接 40 个驱动器及输入输出设备,控制器与所连设备间通过每一运动周期发送一串双向通信电文来进行彼此间同步通信,电文长度可大于 80Byte,这是现场总线无法匹敌的。

(3) 极高的开放性。全面描述了世界各厂商生产的数字驱动器技术参数,使 SERCOS 接口具有更高的开放性。为使 SERCOS 接口成为各制造商共同协定的国际标准, SERCOS 接口定义了 400 多个参数,并为厂商提供了自定义参数的机制,因此技术参数的全面描述代表了 SERCOS 接口的实力。

(4) 既经济又可靠的分布式控制。在一般情况下,用一个控制器便可方便地控制生产线上的所有轴的运动,用一对长 800m 的光缆便可把所有的驱动器连接起来,而且可以把驱动器直接安放在电动机附近,整个系统的装配方便,系统的经济性高。有效解决了传统数控生产线上需要安装大量的电器柜和密密麻麻的连线,还需采取各种复杂的防干扰措施来解决故障率和成本都很高的问题。

(5) 支持高速高分辨率的数据通信。采用不同的 SERCOS 接口控制器可以支持 2Mbit/s、4Mbit/s、8Mbit/s、16Mbit/s 的数据通信速率。对在 16Mbit/s 下的 SERCOS 接口实际数据通信速度已接近于 100Mbit/s 的以太网。SERCOS 接口采用 32 位的数据值,所以具有很高的分辨率。

(6) 支持输入/输出控制。由于 SERCOS 接口专门解决了高速通信环的分段问题,因而就可以把输入/输出站接 SERCOS 环中,使 SERCOS 接口可以支持离散和模拟量设备。

(7) 具有高度的灵活性。SERCOS 接口周期时间以下列方式灵活地选择:62.5 $\mu$ s、125 $\mu$ s、500 $\mu$ s、1ms 的整数倍。在一个周期内发送和反馈的数据类型和数量是可以预设的,这种灵活性使设计者能够通过改变周期时间、数据内容和驱动器数量来满足特定的应用需要。对于一个驱动器数量较少的系统可以以更快的速度发送更多的数据。

系统的单位和变量格式。该接口允许为标准化报文定义可接受的单位表,例如“转”、“毫米”、“英寸”等,也可定义字节值格式。此外还可选择控制器和驱动器供应商预定义的操作。

#### 4.3.2 SERCOS 接口的原理与结构模型

(1) 接口的工作原理。SERCOS 接口最常用的结构是环

形拓扑结构,图 5.1-24 是一个基于 SERCOS 接口的多电动机伺服控制系统网络结构的举例。基于 SERCOS 接口的数控系统中,嵌入到 PC 机内,对整个通信起到指挥和控制作用的单元称为主站,而与伺服驱动器集成一体,对主站的控制起到应答作用的单元称为从站,系统由一个主站和若干个从站组成,各站之间采用光纤连接,构成环形网。主站在一个预设的固定时间周期内要向环内的所有从站发送控制指令或数据,而在同一个周期内所有从站也必须在指定的时段内将设备状态或执行情况反馈给主站,这种通信方式使信息的同步传输和双向流通得以保证,从而使数控系统的同步性能得以提高,诊断功能得以增强。

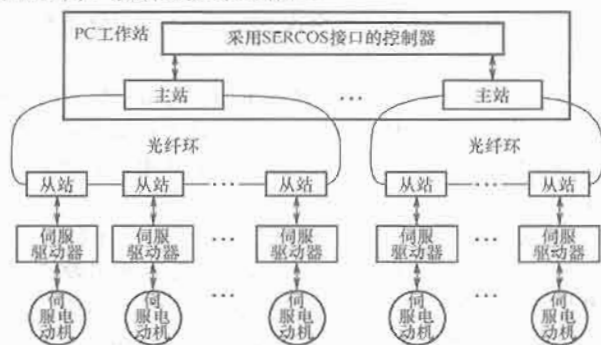


图 5.1-24 SERCOS 系统网络结构图

每一光纤环可以连接的从站驱动器数量取决于周期时间、数据量、传送速率,最大节点数为 254 个,每一控制器连接的驱动器数量可以用多个光纤环来扩展。在环内交换的信息完全取决于控制器和驱动器间的任务分配。信息的直接交换仅仅发生在控制器和驱动器之间,而不是在驱动器之间。

(2) 网络层次划分。一般工业生产控制现场存在大量传感器、I/O 控制量、控制器、执行器等,它们通常非常零散的分布在现场的一个较大范围内。对由它们组成的工业控制网络来说,通常具有信息量不大,信息传输的任务相对简单,但对实时性、快速性的要求较高,为了降低网络接口的造价和时间开销,减少层间转换的复杂性,SERCOS 的网络模型是在 ISO/OSI 7 层参考模型的基础上进行了不同的简化,只具备参考模型 7 层中的 3 层,即物理层、数据链路层和应用层。物理层规定了信号如何发送,数据链路层规定如何在设备间共享网络和调度通信,应用层则用于组成用户所需的应用程序,如规定标准的功能块、设备描述、实现网络管理、系统管理等。

(3) 通信协议与数据。SERCOS 协议通信数据包采用高级数据链路控制规程国际标准(HDLC),数据包边界标志之间的数据为有效数据,因而地址段内容和数据段长度取决于数据包类型,SERCOS 协议定义了 3 种数据类型:主站同步数据 MST、主控数据 MDT 和伺服数据 AT。

同步数据 MST 用来在一次数据通信周期开始,负责协调控制各从站,使传输周期内时序同步;控制指令数据 MDT 是由主站广播发给各从站的控制指令;伺服数据 AT 是由各个从站发往主站的数据,用来把各种伺服信息实时反馈给主站。

SERCOS 的数据报文一般以 01111110 为起始和结束的定界符。在发送信号时,该定界符可以被环上所有的设备节点同时检测到,环上的每一个节点可以被设定地址,从 0~255,其中地址 0 系统不使用,1~255 为节点地址。值得一提的是,所有的数据都是在主站与从站之间交互,从站与从

站之间不发生直接的数据传输。其数据格式如图 5.1-25 所示。

起始定界符	地址区	数据区	帧检查顺序区	结束定界符
8bits(01111110)	8bits	$n \times 8\text{bits}$	16bits	8bits(01111110)

图 5.1-25 SERCOS 数据报文格式

(4) 通信的时序控制。SERCOS 协议采用时分多址 TDMA 的工作方式,在周期性运行阶段,主站以固定的周期广播发送主站同步电报 MST,表示一个通信周期的开始。所有从站将同时接收到 MST,并以此为基准,在预定的时刻 T1.x 发送伺服电报 ATx 给主站。在 T2 时刻,主站广播发送主站数据电报 MDT 给各从站。MDT 中包含了给所有从站的指令数据,由从站到指定位置读取各自的数据。

系统工作周期 T 根据控制方式和从站数量,可以选择 62.5μs、125μs、500μs、1ms 的整数倍。

如图 5.1-26 所示,一个 SERCOS 通信周期是由主站首先发出同步数据 MST 后开始,之后各个从站在自己的时间片内,分别向主站发送伺服数据 AT,当主站接收到所有从站发来的 AT 后,向所有从站广播主控数据 MDT,各个从站则在定义好的时段内从 MDT 中读取自己所需要的报文,随后主站发送下一周期的同步数据 MST,结束一个周期的通信。



图 5.1-26 一个 SERCOS 通信周期的时序控制

除了发送周期数据外,SERCOS 接口还提供了发送非周期数据的能力。在 MDT 和 AT 中的服务信息域就是通过服务通道来发送非周期数据的。在 MDT 控制字或 AT 的状态字中特殊的控制位和状态位用来控制在服务通道中的数据交换。在非周期发送中,可进行 SERCOS 接口初始化,传送过程命令,改变极值,改变控制环参数以及诊断功能等操作。

#### 4.3.3 SERCOS 在数控系统中的应用

SERCOS 是一种高速串行通信协议,利用 SERCOS 总线标准的主站卡、伺服驱动器、I/O 接口等标准部件,可构成同步运动控制的实时总线,使用 SERCOS 协议既能对运动的位置、速度、转矩进行控制,又能很大程度地提高多轴联动运动系统的同步控制精度。

基于 SERCOS 总线的数控系统的结构如图 5.1-27 所示。数控应用软件是整个系统的人机交互界面,完成指令的发送、结果状态的显示等。

由于 SERCOS 光纤环的主站在初始化时必须完成向环上各站点访问设备的各类参数,并进行时间片计算等各项工作。SERCANS 的作用就是将复杂的初始化和通信管理过程进行封装,使 SERCOS 内部机制对于运动控制开发者来说是一个黑盒,只需要设置参数、时间划分、DPR 地址和它们的数据定义,就能使用 SERCOS 接口。实现的方式有两种,一种是使用主动式 SERCOS 接口主控卡,即主动式 SERCANS 卡,成本较高,另一种是使用 WindowsNT(及以上版本)+实时扩展操作系统 RTX 作为平台,把 SERCANS 的主控功能向软件抽象层上转移,开发出来的 SoftSERCANS 加被动式 SERCOS 接口主控卡模式,由于 SoftSER-

CANS 方式的成本较主动式 SERCANS 卡要低,而且,使用 SoftSERCANS 写的运动控制软件与硬件无关,使系统有更高的开放性和软件可重用性,因此,目前现在多采用 Soft-SERCANS 方式。

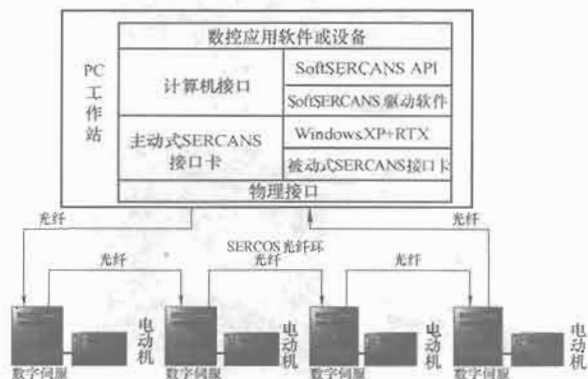


图 5.1-27 基于 SERCOS 总线的数控系统的结构图

带有 SERCOS 总线协议接口的数字伺服本身具有位置反馈和位置控制功能,系统可以直接将位置指令传递给数字伺服系统,不仅能进行传统的速度和转矩控制,而且还能在极短的控制周期内独立完成插补运算和位置控制,真正实现现场设备的智能与功能的自治及高速、高精控制要求。同时采用 SERCOS 协议标准接口的数控机床与工业现场的其他网络控制设备相连,可以方便地实现从产品设计、工艺规划、自动编程到数控加工全过程的产品数据和文档等异构信息与 Internet/Intranet 的无缝连接,实现对产品设计图等设计制造资源的远程访问、查询、修改、认证和传送以及产品的远程制造和数字化设备的远程操作与故障诊断,真正实现了系统的开放以及现代制造企业由物流向信息流的转变。

基于 SERCOS 接口的运动控制系统能够广泛地应用于数控加工中心、数控机床、精密齿轮加工机械、印刷机械、装配线和装配机器人等系统的运动控制系统中。在国外, SERCOS 接口已经在机床、食品加工和包装、机器人、包装箱加工、材料处理、纺织机、木材加工、自动装配等领域有了大量的应用。可以预见,在不远的将来,带有 SERCOS 接口的数控系统、伺服系统也将会进入国内的家庭、办公室、工厂车间,乃至各个与之应用相关的领域当中。

## 5 装备电气自动化的发展方向

### 5.1 数控机床发展的新趋势

随着制造技术的发展,现代数控机床借助现代设计技术、工序集约化和新的功能部件使机床的加工范围、动态性能、加工精度和可靠性有了极大的提高。

(1) 现代数控机床的特征。随着新材料和新工艺的出现,对数控机床的要求越来越高,例如,铝合金的广泛应用,高速加工数控机床就成为当前的热点。

数控机床的发展趋势是什么?它有哪些主要特征?一般认为,应首先满足用户以下要求:

1) 精度和可靠性高,机床的性能是稳定的,能够在不同运行条件下完成多种加工任务,并能够“保证”零件的加工质量,而不是依靠加工后的检验工序。

2) 工序集约化,在一台机床上尽可能加工完毕一个零件的所有工序,同时又保持机床的通用性,能够迅速适应加

工对象的改变。

3) 机床的信息化和智能化,加工设备不仅提供“体力”,也有“头脑”,能够独立自主地管理自己,并与企业的管理系统和人通信,从而使企业管理人员和操作者、供应商和用户能够随时知道机床的状态和加工能力。

4) 机床的效率、运行成本低,环境污染少,人机界面友好。

为了达到上述要求,新一代数控机床必须具有以下特征:

1) 机床不仅具有很高的几何精度,符合出厂经验标准(相当 ISO 230-1),还必须具有很高的运动轨迹精度(ISO 230-3,以及新的 ISO-7),采用网格解码器(grid encoder)检查和提高加工中心运动轨迹精度的实例如图 5.1-28 所示。



图 5.1-28 用网格解码器检查机床运动轨迹精度

2) 机床的加工精度,以及其可重复性和可信度高,性能长期稳定,能够在不同运行条件下完成多种加工任务,并“保证”零件的加工质量。

3) 机床具有自优化、自监控、自诊断和预维护功能。机床的加工过程是在一系列尺寸、温度和振动传感器的监视下进行的。在偏离设定值时,会自动调整工作参数,超出极限值时,能够报警或停止工作。采用加速度和声音传感器监控的机床工作状态的曲线,如图 1-29 所示。

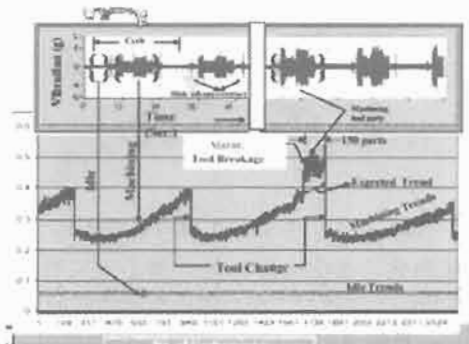


图 5.1-29 用加速度和声音传感器监控机床工作

(2) 设计现代化。产品是企业活动的源头,设计决定企业兴衰。目前我国机床工业新产品发展主要依靠技术引进,如宁夏的小巨人、北一大隈、大连 INDEX 等。大多数企业在研发领域的投入不足销售额的 1%,新产品开发能力薄弱。

振兴我国机床工业,推进信息化工程,首先应该从新产品开发抓起,从设计现代化抓起,普及三维 CAD、有限元分析、计算机辅助制造和产品数据管理,即 CAD/CAE/CAM/PDM。

尽管目前机床生产还离不开二维工程图样,但三维 CAD



是机械产品创新的基础,借助三维实体模型可以形象地描述机床部件的空间位置及其相互关系,进行零部件和整机的有限元分析,以及自动编制关键零件的数控加工程序等。

一台车削加工中心的三维实体模型如图 5.1-30 所示。从图中可见,机床部件空间关系复杂,有前后两个纵向溜板,每个溜板上都有动力刀具转塔,除可安装各种车刀外,还可以安装铣刀、绞刀、钻头,完成一个零件的全部加工工序。利用三维 CAD 的动画功能,还可以使有关部件运动,检验在不同位置时相互是否碰撞或干涉。

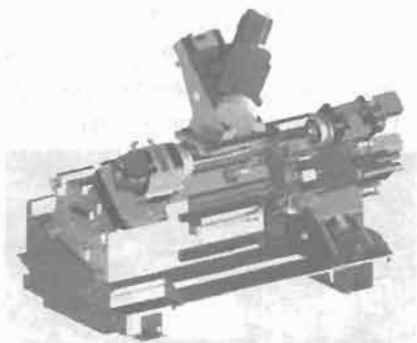


图 5.1-30 车削加工中心的三维实体模型

(3) 工序集约化。工序集约化是指在一台机床上能加工完毕一个零件的所有工序,五面体镗铣加工中心就是其中典型的例子。近年来,数控车床的工序集约化也有很大进展。

例如,德国 Index 公司最新推出的车削加工中心就能够完成车削、铣削、钻削、滚齿、磨削、激光热处理等许多工序,完成复杂零件的全部加工。机床的结构是模块化的,如图 5.1-31 所示。

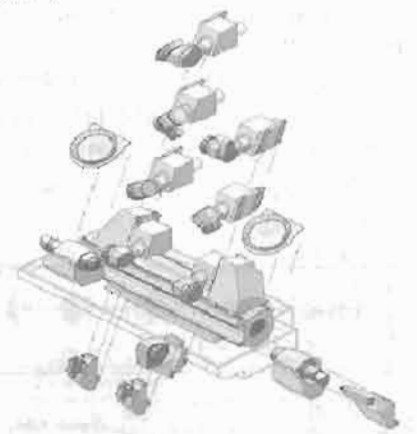


图 5.1-31 车削加工中心的模块化

工序集约化,通常也称为复合加工或完整加工(complete machining)。车削加工中心借助不同结构的刀具转塔可以进行车削、铣削等加工工序,如图 5.1-32 所示。

从图 5.1-32 的上图可见,在车削工作时,有两个 12 把刀具的刀架可以完成各种复杂的车削工序。在铣削工作时,刀架转过 90°,两个由电主轴驱动的铣头可在不同方向进行铣削加工,如图 5.1-32 下图所示。这样就完成一个零件全部加工工序。

工序集约化不仅提高了工艺的有效性,由于零件在整个加工过程中只有一次装卡,加工的精度更容易获得保证。

当加工需要磨削的零件时,也可以换上磨头进行磨削。完整加工大大缩短了生产过程链,而且由于把加工任务只交给一个工作岗位,不仅使生产管理和计划调度简化,而且透明度明显提高,无需复杂的计划系统就能够迅速解决所发生的事情并使之优化,工件越复杂,它相对传统工序分散的生

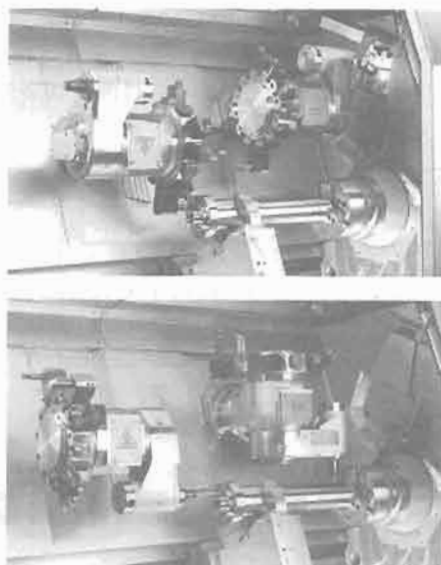


图 5.1-32 完整加工的案例

产方法的优势就越明显。

由于过程链的缩短和设备数量的减少,占地面积和维护费用也随之减少,从而降低了生产成本。

(4) 新型功能部件。为了缩短数控机床的开发和试制周期,需要高性能和可靠的新型功能部件。具有代表性的新型功能部件如下。

1) 高频电主轴。高频电主轴是高频电动机与主轴部件的集成。具有体积小、转速高、可无级调速等一系列优点,在各种新型数控机床中已经获得广泛的应用。典型高频电主轴的结构如图 5.1-33 所示。

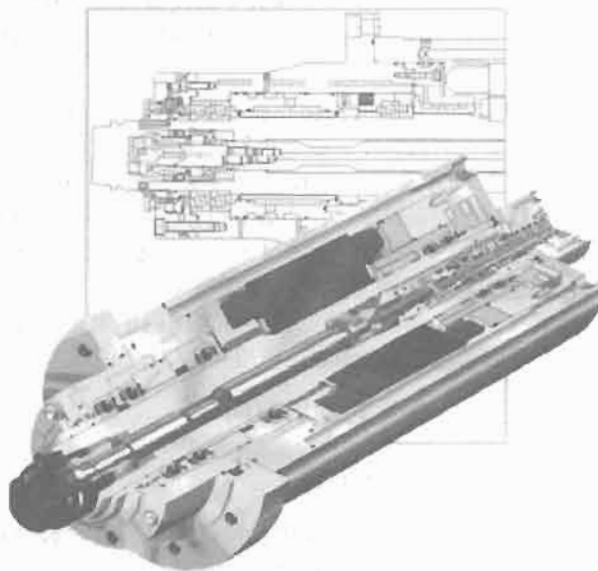


图 5.1-33 高频电主轴的结构

从图 5.1-33 中可见,电主轴的结构十分紧凑,通常又在高速下运转,因而它的关键技术是如何解决它的发热问题。首先是轴承材料和精度,轴承的内外环采用高氮合金钢制造,配以陶瓷滚动元件,其次是润滑技术,再次是密封技术和冷却技术,最后是减少电动机的发热。

2) 直线电动机。近年来,直线电动机的应用日益广泛。直线电动机的价格虽然高于传统的伺服系统,但简化了机械传动结构,提高了机床的动态性能。西门子公司生产的 1FN1 系列三相交流永磁式同步直线电动机的外观如图 5.1-34 所示。



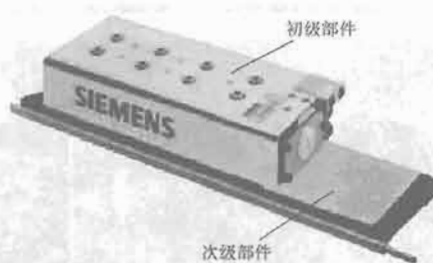


图 5.1-34 直线电动机的外观

1FN1 系列直线电动机是专门为动态性能和运动精度要求高的机床设计的，分为初级和次级两个部件，次级部件采用永磁式，具有完善的冷却系统隔热措施，热稳定性良好。

1FN1 直线电动机能够适应各种切削加工的环境，配置 SIMODRIVE 611 数字变频系统后，就成为独立的驱动系统，可以直接安装到机床上，适用于高速铣床、加工中心、磨床以及并联运动机床。

1FN1 系列直线电动机的特点如下：

- ① 配有主冷却和精密冷却两套冷却回路，再加上隔热层，保证电动机的发热对机床没有影响。
- ② 电动机部件全部金属密封，尽可能防止有腐蚀性的液体和空气间隙中的微粒侵入。
- ③ 独立部件，安装简便，即插即用。
- ④ 驱动力的波动经过优化，过载特性良好。

一台采用直线电动机的加工中心内部结构如图 5.1-35 所示。



图 5.1-35 采用直线电动机的立式加工中心

从图中可见，该机床主轴部件沿横梁导轨左右移动，横梁沿立柱导轨上下移动，工作台沿床身导轨前后移，三个坐标运动皆采用直线电动机。移动速度高达 120m/min，加速度高达 2g，机床的动态性能有明显提高。

3) 电滚珠丝杆。电滚珠丝杆是伺服电动机与滚珠丝杆的集成。具有减少传动环节、结构紧凑等一系列优点。采用电滚珠丝杆可以大大简化数控机床的结构，电滚珠丝杆的内部结构如图 5.1-36 所示。

一台采用电滚珠丝杆的数控机床的总体配置如图 5.1-37 所示。

## 5.2 数控机床的未来展望

随着新材料和新工艺的出现，对数控机床的要求越来越高，数控机床已经出现与传统机床完全不同的特征和结构。

(1) 现代数控机床的特征。随着新材料和新工艺的出



图 5.1-36 电滚珠丝杆的内部结构

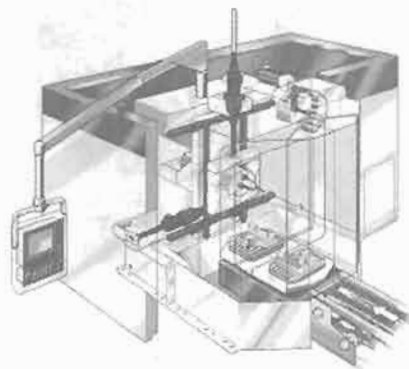


图 5.1-37 采用电滚珠丝杆的机床

现，对数控机床的要求越来越高，数控机床已经出现与传统机床完全不同的特征和结构。概括起来，数控机床的未来发展趋势主要有以下几个方面：

- 1) 高速化。随着汽车、航空航天工业的发展，铝合金及其他新材料的应用日益广泛，对高速加工的需求越来越强劲。
- 2) 高精度。机床的加工精度、其可重复性和可信度高，性能长期稳定，能够在不同运行条件下“保证”零件的加工质量。
- 3) 工序集约化。在一台机床上尽可能加工完毕一个零件的所有工序，同时又保持机床的通用性，能够迅速适应加工对象的改变。
- 4) 机床的智能化。加工设备不仅提供“体力”，也有“头脑”，能够在线监测工况、独立自主地管理自己，并与企业的生产管理系统通信。
- 5) 机床的微型化。随着各种产品的小型化以及微机电系统的迅速发展，对机床微型化提出了强烈的需求。

(2) 高速加工。一般来说，高速加工的数控机床通常具有以下三大特征：

- 1) 技术性能高。主轴转速为 20 000~40 000r/min，最大进给速度为 120m/min，最大加速度为 1~3m/s<sup>2</sup>。
- 2) 采用新型的结构和运动机构，在保证机床刚度的前提下进一步使移动部件轻量化。
- 3) 高性能功能部件(包括主轴系统、数控系统和驱动)的全面集成。

例如，德国 Chiron 公司最近推出的 VISION 型高速加工中心，其主要技术特性如表 5.1-8 所示。

表 5.1-8 VISION 加工中心的主要技术特性

技术性能	参 数
工作空间(X/Y/Z)(mm)	450/270/310
最大移动速度(X/Y/Z)(m/min)	120/120/100
最大加速度(X/Y/Z)(m/s <sup>2</sup> )	30/30/30
主轴转速(r/min)	15 000/30 000/40 000
刀库容量	24 把刀具
换刀时间(s)	1.2
刀柄规格	HSK-A40/HSK-E40

VISION 型高速加工中心的特点是采用  $\Delta$  形并联机构、直线电动机以及框形“箱中箱”结构,从而实现了高动态性能,最大进给速度达  $120\text{m/min}$ ,移动加速度可以达到  $30\text{m/s}^2$ ,其外观如图 5.1-38 所示。从图 5.1-38 中可见,主轴部件实现 X、Y、Z 三个坐标的运动,工作台上可实现 2 坐标数控的回转夹具,因此可以进行 5 坐标数控加工。



图 5.1-38 VISION 型高速加工中心

VISION 型高速加工中心的新型  $\Delta$  形并联机构、直线电动机以及框形“箱中箱”结构的三维实体模型如图 5.1-39 所示。

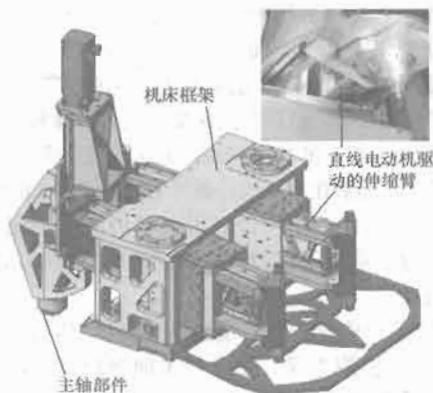


图 5.1-39 VISION 型高速加工中心的内部结构

从图 5.1-39 中可见,两个由直线电动机驱动的、长度可伸缩的臂支撑主轴部件,伸缩臂的外框可绕支点转动,从而实现刀具的 X 和 Y 坐标的运动,主轴部件的 Z 坐标移动借助滚珠丝杠实现。

(3) 提高机床工作精度。对数控机床精度的要求已经不局限于静态的几何精度,运动精度、热变形和振动的监测和补偿越来越获得重视。机床工作精度的提高大体可以从以下几方面着手:

1) 机床不仅具有很高的几何精度,符合出厂经验标准,还必须具有很高的运动轨迹精度(ISO 230-3,以及新的 ISO-7)。采用网格解码器(Grid encoder)检查和提高加工中心运动轨迹精度的实例如图 5.1-28 所示。

2) 机床的加工精度,以及其可重复性和可信赖度高,性能长期稳定,能够在不同运行条件下完成多种加工任务,并“保证”零件的加工质量。通过仿真可以预测加工精度,如图 5.1-40 所示。

3) 机床具有自优化、自监控、自诊断和预维护功能。机床的加工过程是在一系列尺寸、温度和振动传感器的监视下进行的。在偏离设定值时,会自动调整工作参数,超出极

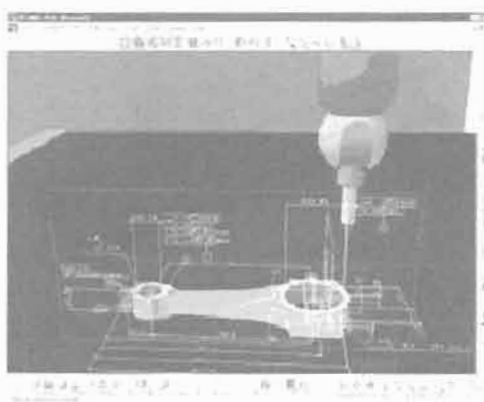


图 5.1-40 零件加工精度的计算机仿真

限值时,能够报警或停止工作。采用加速度和声音传感器监控的机床工作状态的曲线,如图 5.1-29 所示。

(4) 机床的信息化。随着网络技术日益普遍运用,数控机床走向网络化和信息化已成为必然的趋势,互联网进入车间只是时间问题。

从另一个角度来看,企业资源计划如果仅仅局限于业务管理部门(人、财、物、产、供、销)或设计开发等企业上层的信息化是远远不够的,车间最底层的加工设备——数控机床不能够连成网络或信息化,就必然成为制造业信息化的制约瓶颈,没有能够真正解决工厂的最关键的问题。

所以,对于面临日益全球化竞争的现代制造工厂来说,除了要提高机床的数控化率外,更要使所拥有的数控机床具有双向、高速的联网通信功能,以保证信息流在车间的底层之间及底层与上层之间通信畅通无阻。例如,日本 Mazak 公司推出新一代的加工中心不仅实现了加工过程和刀具交换的自动化,还配备一个称为信息塔(e-Tower)外部设备,包括计算机、手机、机外和机内摄像头等,能够实现语音、图形、视像和文本的通信功能。该机床与生产计划调度联网,实时反映机床工作状况和加工进度。操作者需指纹确认权限,在屏幕上观察加工过程。故障报警显示、在线帮助排除。它是独立的、自主管理的制造单元,如图 5.1-41 所示。

企业的生产计划调度系统安排一周的加工任务,发送到信息塔。信息塔向操作者发出指令,并在屏幕上显示机床的实时工作状态。操作者按照屏幕指示进行操作。遇到问题可随时查阅计算机中的操作手册。

正常情况下,机床自动工作,操作者与机床在时间和空间上都是分离的。管理者和操作者皆配备有手机,通过手机可以查询生产工况、预计加工完成时间以及延期报告和故障报警。

机床发生故障时,屏幕会显示排除故障的方法,Mazak



图 5.1-41 信息化的车削加工中心

公司的维修中心能够同时看到问题所在,远距离及时提供帮助,尽可能减少机床的停机时间。

(5) 机床的微型化。随着各种工业产品的微型化进展以及微机电系统应用的日益广泛,数控机床的微型化也开始提到日程上来了。微型机床包括微切削加工(车、铣、磨)机床、微电加工机床、微激光加工机床和微型压力机,尽管微型机床和微型工厂目前仍然处于实验室阶段,但它们商品化已经指日可待了。一台微型车床的外观与硬币的比较如图 5.1-42 所示。



图 5.1-42 微型车床

由微型机床组成的微型桌面工厂如图 5.1-43 所示。它由一台微型车床、微型铣床、微型压力机、微型机械手组成。从图中可见,操作者借助两个操纵杆,面对显示屏再操作微型机床。



图 5.1-43 微型桌面工厂

### 5.3 数控系统技术的发展趋势

(1) 数控系统技术的发展。集微电子、计算机、信息处理、自动检测、自动控制等高新技术于一体的数控技术是制造业实现柔性自动化、集成化、智能化、网络化和绿色化的关键技术,对加工设备实现高速、高效、高精度和高可靠起着举足轻重的作用。自 20 世纪末开始,由于上述技术有着新的突破,数控技术也开始发生根本性变革,到 21 世纪初,数控系统技术以新的技术思路、新的体系结构迅速发展,推动着制造装备向数字化发展,形成了新一代制造装备——数字制造装备。

数控系统技术发生根本性变革体现在:数控系统体系结构由专用型封闭式向通用型开放式发展;数控系统的性能、功能向实时智能化、高速、高精、高效发展;数控系统的结构向超薄型、超小型化发展;数控系统在网络化基础上,与 CAD/CAM 集成为一体,向满足 FMC、FMS、CIMS 对基层设备需求,实现了中央集中控制的群控加工发展。这些变革,给数控系统带来了功能复合化、控制智能化、体系开放化、驱动数字化、通信网络化、数控设备运行的高速化和加工高精化。

1) 由于数控系统采用模块化设计,采用高度集成化 CPU、RISC 芯片和大规模可编程集成电路,多 CPU 分布式控制结构以及带高分辨率绝对式检测元件的交流数字伺服系统,大大提高了系统的集成度、柔性化和软硬件运行速度,保证了系统满足高速、高精、复合加工和多轴化的要求。

2) 自适应控制、模糊控制、神经网络控制、专家控制、学习控制、前馈控制等智能控制技术引入,实时系统和人工智能相互结合,数控系统中配备编程专家系统、故障诊断专家系统、参数自动设定和刀具自动管理及补偿等自适应调节系统,在高速加工时的综合运动控制中引入提前预测、动态前馈功能,在位置、速度控制等方面采用模糊控制,使数控系统的控制性能大大提高。从而实现加工过程的多目标优化,并通过动态调整加工过程变量,达到最佳控制的目的。

3) 插补和补偿方式多样化使得数控系统的通用性大大提高。多种插补方式,如直线插补、圆弧插补、圆柱插补、空间椭圆曲面插补、螺旋插补、极坐标插补、2D+2 螺旋插补、NURBS 插补、样条插补(A、B、C 样条)、多项式插补等多种补偿功能,如间隙补偿、垂直度补偿、象限误差补偿、螺距和测量系统误差补偿、与速度相关的前馈补偿、温度补偿、带平滑接近和退出以及相反点计算的刀具半径补偿等方法应用,使得系统能够高效处理数据和解释数据。

4) 数控系统采用开放体系结构,使得数控系统有了新的生命力。

① 由于软、硬件接口都遵循公认的标准协议,只需少量的重新设计和调整,新的通用软硬件资源就可能较快被采纳、吸收和兼容,这就意味着系统的开发费用将大大降低而系统性能与可靠性将不断改善并处于长生命周期。

② 标准化的人机界面,标准化的编程语言,方便用户使用,降低了和操作效率直接有关的劳动消耗。

③ 向用户特殊要求开放。更新产品、扩充能力、提供可供选择的软硬件产品的各种组合以满足特殊应用要求,给用户提供一个方法,从低级控制器开始,逐步提高,直到达到所要求的性能为止。另外,用户自身的技术诀窍能方便地融入,创造出自己的名牌产品。

④ 可减少产品品种,便于批量生产、提高可靠性和降低成本,增强了市场供应能力和竞争能力。

⑤ 用户界面图形化极大地方便了用户的使用。用户界面是数控系统与使用者之间的对话接口,图像技术、视频和多媒体技术的引入,人们可以通过窗口和菜单进行操作,便于蓝图编程和快速编程、三维彩色立体动态图形显示、图形模拟、图形动态跟踪和仿真、不同方向的视图和局部显示比例缩放功能的实现,同时可以对生产现场设备的故障进行诊断、加工过程参数进行监测。

⑥ 网络化使数控系统满足制造系统自动化的基本要求:网络数控就是通过网络、Internet/Intranet 将制造单元和控制部件相连,或将制造过程所需资源(如加工程序、机床、刀具、检测监控仪器等)共享。网络化包括两个方面,即内部网络(现场总线网络)和外部网络。

a. 内部网络:为使数控系统硬件具有互换性,数控系统内 CNC 单元与伺服驱动及 I/O 等单元以现场总线网络连接。

b. 外部网络:外部网络是数控系统与其他控制系统或外部上位计算机以网络连接。实现对设备的远程控制、加工程序传输、远程诊断和维修服务、技术服务,监视生产现场情况进行最优计划和调度;将 CAD 数据立即转变为加工程序、工具清单、工艺卡和加工工艺图纸,实现并行工程来缩



短生产周期；此外通过因特网为客户设立专门窗口，快速反应客户的要求；在多品种小批量的条件下，机床联网，能将切削时间由 25% 提升至 65%。远程诊断可以在个人电脑前轻松地操纵远在车间里的机床设备，诸如编辑修改零件程序和 PLC 程序、监控各轴当前状态、进行文件传输等；不仅用于故障发生后对数控系统进行诊断，而且还可用作用户的定期预防性诊断。

网络化数控系统支持机床的联网，可在任何一台机床上对其他机床进行编程、设定、操作、运行，不同机床的画面可同时显示在每台机床的屏幕上，可进行远程控制和无人化操作。

(2) 数控系统体系结构主流——开放体系结构。数控体系结构的进展离不开计算机体系结构的发展，但是长期以来，由于客观原因的影响，数控系统的发展自成体系，致使计算机体系结构的研究成果运用到数控系统中有一个较长的滞后期。随着微电子技术的迅速发展，数控系统的体系结构产生了质的变化，开放式数控系统已成为新一代数控系统体系结构主流。

开放体系结构是指数控系统应该是个可以根据需要，容易实现重构，组成不同档次，不同品种的系统，应能使得各种应用系统可以有效地运行于不同供应商提供的不同平台之上。可以与其他应用系统相互操作并且提供与用户交互的统一风格。对于开放式数控系统，一种较流行的观点是强调下列五个方面的系统特性：系统互换性(interchangeability)、可伸缩性(scalability)、可移植性(portability)、互操作性(interoperability)和可扩展性(expandability)。开放式数控系统是开放式、高可靠、高性能、系列化、智能化、网络化数控系统的统称，其核心是开放式。开放的核心是应用软件模块(面向对象的结构对象)与运行平台的无关性(通过应用接口软件实现)、系统中各应用软件模块之间的互操作性和人机界面及通信接口的统一性。

以上观点只是定性地、从系统表现的角度讨论了开放式数控系统的基本特征。而从系统体系结构的具体内容和系统实现的角度看，人们对开放式数控系统还没有统一的认识与标准，相关的研究组织、机构、厂商正致力于这方面的标准化工作。

工业发达国家已经采取许多措施投入大量人力、财力，组织产、学、研各方面力量，进行研究、开发。美国的 NGC 和 OMC 计划、欧共体的 OSACA 计划、日本的 OSEC 计划是当今世界上最有影响、引起人们关注的计划。我国已经组织各方面力量制定了中国的开放式数控系统 ONC(Open Numerical Control)技术规范，并已经作为国家技术标准正式发布。上述计划、标准的主要任务都是要制定开放式控制系统的体系结构标准，以使在这种标准支持下，各个开发者能分别开发出具有互换性和互操作性的系统功能模块，通过标准化接口，可将不同制造商提供的功能模块组合成所需系统。

武汉华中数控系统有限公司在分析技术发展趋势、形成产业的环境条件和调查分析用户(包括设备制造和最终用户)的希望后，认为当今机械设备的控制系统本质上是以计算机为核心的控制系统。进入 20 世纪 90 年代，计算机工业迅速发展，可靠性高、系列化、兼容性好、价格低的计算机成批生产；数控系统应该摒弃封闭的、专用的体系，以工业控制机为基础构成开放、通用的体系结构；在系统软件方面应该充分利用计算机资源，构造对主机厂、用户厂开放的软件平台，在这种思想指导下所设计、生产的数控系统符合中国的

需要，具有生命力。在五年多的时间他们以开放、通用的系统硬件、软件作为平台，开发、生产了 30 多个系列通用、特殊专用系统，生产了约 5000 套不同档次的数控系统，实践充分说明开放体系结构数控系统是发展我国数控技术及其产业化的正确路线。

国家数控系统工程技术研究中心和武汉华中数控系统有限公司根据技术发展趋势和经济发展需要开发了基于 LINUX 开放式数控系统平台，系统平台由系统硬件和系统软件组成。系统软件包括实时操作系统、通信系统、设备驱动程序以及其他可供选择的系统程序，如数据库系统和图形系统。系统软件通过标准的应用程序接口(即 API)向应用软件提供服务。系统硬件包括组成系统的各种物理实体。系统硬件对外部的表象和接口可以是一致的，也可以通过设备驱动程序使之与操作系统分隔。

软件体系结构如图 5.1-44 所示，软件平台可分为系统软件平台、应用平台与应用程序三个层次。系统软件将提供实时多任务 API、文件系统、通用网络 API、各类设备驱动程序 API 等接口。应用平台除了包含离散点 I/O 控制 API、传感器 API、位置控制器 API 等接口外，还可集成用户根据系统软件平台提供的 API 自定义的功能组件接口。应用程序这一层含有过程控制、人机界面及系统集成与配置支撑环境等三部分。过程控制包含 G 代码解释器、DNC 组件及 PLC 组件。人机界面部分包含状态显示、文本编辑器、MDI 组件、网络通信、自诊断组件、数据库。系统集成与配置支撑环境包含自定义组件、通用菜单组件。

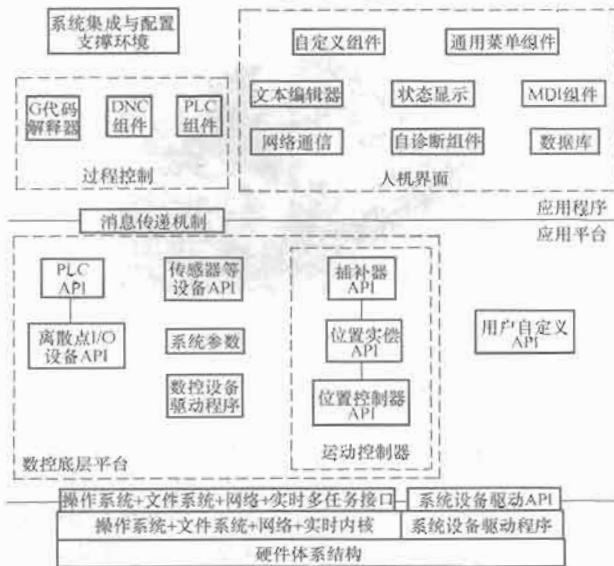


图 5.1-44 数控软件平台的模块划分

图 5.1-45 为基于 Linux 操作系统的华中机床数控系统软件结构，为了方便用户或是系统厂家进行一次开发，系统将实时控制、多任务调度、位置控制、PLC 的调度、插补计算和内部监控，包括设备驱动程序的管理(对应不同的板卡，应用不同的驱动程序，故更换模块只需更换驱动程序)集成于一体构成了系统的底层软件 NCBIOS，如图 5.1-45 虚线框所示(即系统的前台型软件)。系统的配置也很灵活，用户或是系统厂家可以根据加工工艺的需要对系统进行不同的配置，系统通过参数管理模块将参数文件信息读入系统进行系统参数、轴参数、硬件配置、PLC 信息、误差补偿等其他参数的设置。

上层软件相当于后台型软件，负责零件程序的编辑、解



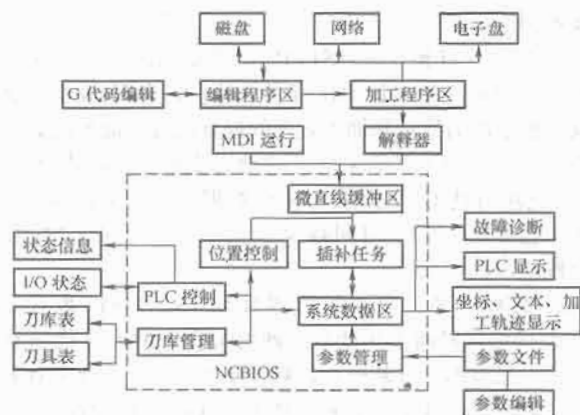


图 5.1-45 铣床数控系统软件结构图

释, 参数的设置, PLC 的状态显示, MDI 及故障显示、加工轨迹、加工程序行的显示等。上层软件通过调用 NCBIOS 提供的中断与底层软件进行数据交换, 使得上层软件不依赖于具体的硬件。要适应不同的系统, 只需改动上层软件即可。

(3) 数控系统新的发展方向—STEP-NC。以计算机为基础的数控系统软硬件平台, 充分共享计算机资源, 使得数控系统的开放、网络、智能化成为可能, 其性能得到了迅速发展。但是, 从基于产品全生命周期的生产链来看, 作为数控系统加工信息输入文件的标准 ISO 6983 协议, 以面向运动和开关控制的原则进行, 采用 G、M 代码, 传递的信息是“怎么做”, 数控系统严格执行每一个细节动作。这样, 不仅造成与加工对象有关的大量有用信息, 如几何信息、加工特征信息、刀具信息等, 在 CAM 系统利用 CAD 模型转换成加工代码文件过程中的流失, 使数控系统不知道在“做什么”。而且, 在 CAD 模型转换成加工代码文件过程中, CAM 系统无法直接获得数控系统的运行状态参数, 如最佳加工方式、最佳切削参数、机床运动轴配置及其结构参数、特殊加工代码等, 使 CAM 系统不知道“怎么做最好”。因此, ISO6983 协议的内容与形式已经远远落后于先进制造技术的发展, 限制了数控系统的智能化发展, 限制了 CAX 与 CNC 之间的集成, 限制了数控系统网络化发展, 成为数控系统智能化、集成化、网络化发展的瓶颈。

STEP-NC 是将 STEP 扩展至 CNC 领域, 重新规定了 CAX 与 CNC 之间的接口标准 ISO14649, 其目的是: CNC 系统能够直接使用符合 STEP 标准(ISO 10303)的 CAD 三维产品数据模型(包括工件几何数据、设置和制造特征), 加上工艺信息和刀具信息, 作为数控系统的输入, 直接产生加工程序来控制机床; 在 STEP 的基础上以面向对象的形式将产品的设计信息与制造信息联系起来, 消除 CAX 与数控系统之间信息流瓶颈, 使得 CAM 到 CNC 之间的信息传递从单向(下传 G 代码加工程序)到双向; 将传统的面向运动和开关控制的数控程序改变为直接面向加工对象的数控程序。新的数据接口标准必然会取代旧的标准并且将给包括数控技术在内的异地 CAD/CAM/CNC 集成制造, 虚拟制造、敏捷(快速)制造、网络制造等整个制造业带来革命性的影响。

国家数控系统工程技术研究中心在应用基于 Linux 数控平台进行 HZSTEP-NC 系统的开发取得进展。我们认为: 基于 STEP-NC 的下一代数控系统应该满足: ①使用统一数据模型来实现 CAX 与 CNC 的无缝连接; ②自主智能控制器以及多功能控制器; ③基于 Soft 型的开放式体系。基于华中 Linux 数控平台实现的 HZSTEP-NC 数控系统完全满足这

三个要求, 其模型结构图如图 5.1-46 所示, 主要由车间级编程系统 SFP (Shop Floor Programming System), NC 用户图形界面 MMI (Man-Machine-Interface)、STEP-NC 解释器 SNI (STEP-NC-Interpreter)、刀具轨迹生成器 TPG (Tool-Path-Generator) 以及智能工艺数据库五个功能模块组成。这五个模块是实现一个真正意义的 STEP-NC 数控系统的最小要求。

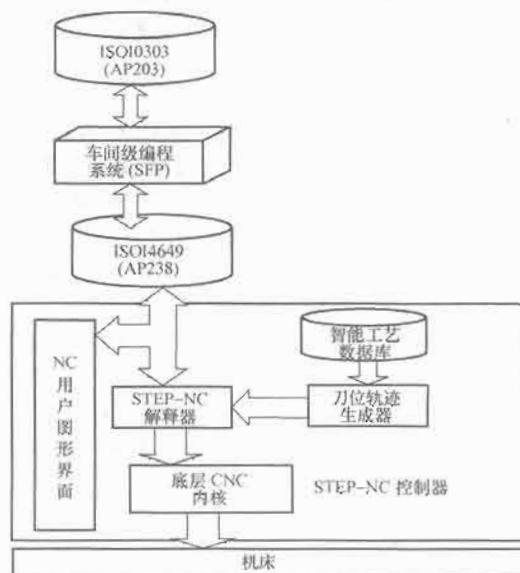


图 5.1-46 HZSTEP-NC 系统模型结构图

1) 车间级编程系统 SFP。此模块首先解释 AP203 文件, 从其中的几何特征中自动识别出 ISO 14649 (Part10) 所定义的加工特征, 并根据 ISO 14649 (Part10、Part11) 定义的工作步骤所描述的特征操作进行工艺规划, 最后以 ISO 14649 所定义的文件格式输出 AP238 文件。

2) NC 用户图形界面 MMI。作为 HZSTEP-NC 数控系统的人机接口, 可以通过此模块导入 STEP-NC 程序文件 (AP238), 并对机床进行操作以及显示刀具轨迹和加工状态。同时此模块也是与其他模块之间实现通信联系的接口, 可以将 STEP-NC 解释器解释后的 AP238 的信息显示、编辑并以同样格式反馈到设计等上游阶段。

3) HZSTEP-NC 解释器 SNI。此模块的功能是对导入的 AP238 文件进行一致性检验, 然后将其进行解析出来供 MMI 模块显示编辑, 并可以传入 TPG 模块生成刀具轨迹, 最后可以将刀具轨迹解释成自定的代码送到 CNC 底层内核来驱动机床的运动。

4) 刀具轨迹生成器 TPG。由于 ISO 14649 零件程序里并没有包括刀具轨迹, 因而, 此模块的功能就是根据加工特征、操作以及加工策略等信息生成每一工作步骤的刀具轨迹, 因为 AP238 文件里包含一个零件从设计到成品所需要的全部加工信息, 因此, 刀具轨迹是可以优化的, 可以根据智能数据库模块提供的加工条件、加工参数等信息, 通过最优刀具轨迹算法决定最合适的走刀路线、切削进给量以及切削速度等。

5) 智能工艺数据库。建立可以包括加工条件、加工参数、刀具管理和故障诊断处理等各种数据库、知识库和策略库在内的智能工艺数据库, 以便能够把专家们所掌握的对于各种加工工艺、各种故障原因及其处置方法的知识作为知识库存储到系统中, 推理软件依据数据库、知识库和策略库中存储的知识、经验和推理方法等大量信息, 对机床运行中的

实时加工状态进行监测,实时动态调节机床的进给速度,自动进行程序运行监控和故障诊断处理。

实践表明,采用 STEP-NC 将使 CNC 系统的结构、功能产生变化,同时这种变化还必然会影响到相关的 CAX 技术(如 CAD、CAPP、CAM、CAE、PDM、ERP 等)、刀具、机床本体和夹具等的发展以及先进生产模式的实施等。比较直接的影响主要有:

1) 数控系统的智能化。STEP-NC 数据包含了加工产品所需的所有信息,为 CNC 系统在全面了解产品的基础上进行自主加工提供了基本条件。

2) CAM/CNC 之间功能的重新划分。CNC 比 CAM 或 CAPP 系统更了解机床的运行情况,在 CNC 内进行具体的工艺处理(如刀具的选择、补偿、走刀路线的确定等)更有可能得到最优的加工效果。因此,将来的 CNC 将完成 CAM 系统的部分功能,并在此基础上往智能化方向发展。随着智能程度的提高,数控机床上将可能安装有嵌入式 CAM 系统,直接根据 CAD 数据模型进行加工。

3) 数据共享与网络化制造。STEP-NC 的发展使得基于 STEP-NC 的 CNC 系统与基于 STEP 的所有 CAX 系统之间实现了双向无缝连接(例如 CAD 系统可以直接从 CNC 系统读取 STEP-NC 数据中的几何信息),为基于网络的制造模式

和技术创造了条件。

4) 加工质量和效率。STEP-NC 的提出改变了目前 CNC 系统作为加工任务的被动执行者的地位,CNC 功能的加强不仅有利于产品质量和加工效率的提高而且还能提高其上游环节的效率。Step Tools 公司的研究表明,Step 与 STEP-NC 的应用可使 CAD 阶段的生产数据准备时间减少 75%,加工工艺规划(CAM)时间减少 35%,加工时间(CNC 五轴高速铣削)减少 50%。

5) 编程方便。数控编程界面以 ISO 14649 取代 ISO 6983 使得编程界面大为改观,现场编程方便而且代码易于再利用。当被加工件某些特征略有改变时,只需改变有关特征的几何描述,其他要素无须改变。另外,同一程序可以直接在不同型号的机床上运行。

6) 好的互操作性和可移植性。目前,由于 ISO 6983 的覆盖面太窄,CNC 厂家不得不开发自己的扩展指令。所以 CAM 和 CNC 必须使用同一套代码,否则必须选用特定的后置处理程序。对于 STEP-NC 控制器而言,其数据格式(AP-238)完全一样,它告诉 CNC“要加工什么”而不是具体的动作,因而不需要后置处理程序,具体的动作由 CNC 确定,程序具有良好的互操作性和可移植性。

## 第2章 数控机床的电气系统

### 1 数控机床的产生、发展和定义

随着科学技术和社会生产的不断发展,机械制造技术有了深刻的变化。由于社会对产品多样化的需求更加强烈,多品种、中小批量生产的比重明显增加,采用传统的普通加工设备已难于适应高效率、高质量、多样化的加工要求。机床数控技术的应用,一方面促使机械加工的大量前期准备工作与机械加工过程连为一体;另一方面,促使机械加工的全过程与柔性自动化水平不断提高,即提高了制造系统适应各种生产条件变化的能力。数控技术同时又是柔性制造系统(FMS)、计算机集成制造系统(CIMS)的技术基础之一,是机电一体化的重要组成部分。

#### 1.1 数字控制技术与数控机床的产生和发展

1947年,美国的Parson公司在生产直升机机翼检验样板时,为了提高精度和效率,提出了用穿孔卡片来控制机床的方案,这一方案迎合了美国空军为开发航天及导弹产品的需要,于是得到了美国空军的经费支持,开始研究以脉冲方式控制机床各轴的运动,进行复杂轮廓加工的装置。1949年,Parson公司与麻省理工学院(MIT)的伺服机构研究所开始共同研究,于1952年完成了能进行三轴控制的铣床样机,取名为“Numerical Control”,这就是第一台数控机床,并立即生产了100台。

从此以后,许多厂家开始了数控机床的研制、开发和生产。美国Kearney & Trecker公司在1959年开发成功了具有刀库、换刀装置和回转工作台的数控铣床。从此,加工中心出现了,并逐步成为数控机床的主力。

数控机床的发展大致经历了以下六个阶段。

第一阶段,1952年由Parson公司和麻省理工学院联合研究开发的第一台电子管数控系统。

第二阶段,1960年,出现了晶体管和印刷电路板的数控系统。

第三阶段,1965年,出现了小规模集成电路的数控系统。

第四阶段,1970年,出现了小型计算机数控系统的硬件,并以软件形式实现数控功能的数控系统。

第五阶段,1974年,出现了微处理器或微型计算机数控系统。

第六阶段,20世纪90年代后期,出现了PC+CNC智能数控系统。以PC为控制系统的硬件部分,Windows NT为PC的操作系统平台,在PC上安装NC软件系统,即成为加工中心的控制系统。德国Roeders公司生产的RFM600型加工中心就是典型的PC+CNC系统。PC+CNC系统的优点集中表现为以下几点:

- (1) 与PC硬件的完全通用,使数控系统能随着PC技术的升级而升级,系统维护方便。
- (2) 充分共享PC丰富的软件资源。
- (3) 由于PC有标准化的接口,可方便地联入局域网及Internet,易于实现网络化制造。

20世纪80年代以来,随着数控技术的发展,形成了一批著名的专业生产厂,如德国的西门子、Bosh、Roeders,日本的三菱电动机、FANUC,法国的NUM,西班牙的FAGOR等。

我国于1958年研制出了首台NC机床,到1979年为止,由于缺乏技术基础,总体设计实力差,各种机、电、液、气配套基础元件、NC系统不过关,我国NC机床无法正式生产,也无法在生产中正式使用。从1980年起,先后引进日本、德国、美国、西班牙的CNC系统,各种NC机床,各类机、电、液、气基础元件等进行合作生产,提高了产品的质量,解决了可靠性问题,由此NC机床开始在我国批量生产,并正式用于生产制造。1980年,我国NC机床产量为692台,至1999年,产量达9007台,2000年超万台,各类NC全切机床、成形机床、激光加工机床等在品种上已经系列化。但对于中、高档次的数控机床,还得依靠进口。

目前,我国自主开发的比较成功的数控系统有华中I型、中华I型、航天I型、蓝天I型四个数控系统平台。以华中I型为例,它是典型的PC+CNC系统,主要技术特色如下:

- (1) 独创的sDI曲面直接插补算法。
- (2) 1 $\mu$ m、24m/min高精度高速控制。
- (3) 支持NT、Novell、Internet网络。
- (4) 具有CAD/CAM/CNC集成化的功能。

我国的数控技术与国际先进水平相比,存在的差距主要表现在两个方面。

其一,数控系统和数控机床的稳定性差,两者与国外产品比较见表5.2-1。

表 5.2-1 国内外数控系统数控机床平均无故障时间 h

国 内		国 外	
数控系统	数控机床	数控系统	数控机床
1万~2万	300	7万~10万	500

其二,我国数控系统成套性差,数控装置、驱动、电动机不配套,伺服驱动、主轴驱动的性能和可靠性比国外产品低,高精度、高速度及重型设备数控系统性能、功能比国外产品差。

#### 1.2 数控机床的主要技术指标

##### 1.2.1 数控机床的精度

数控机床的精度主要是指加工精度、定位精度和重复定位精度。精度是数控机床的主要性能指标之一。

##### 1. 定位精度和重复定位精度

定位精度是指实际位置与数控指令位置的一致程度。不一致量表现为误差。

定位误差包括了伺服系统、进给系统和检测系统的误差,还包括了移动部件导轨的几何误差等。

重复定位精度是指在同一台数控机床,应用相同程

序、相同代码加工一批零件,所得到的连续结果的一致程度。重复定位精度受伺服系统特性、进给系统的间隙、刚度以及摩擦特性等因素影响。一般情况下,重复定位误差是成正态分布的偶然性误差,它影响一批零件加工的一致性,是一项非常重要的性能指标。

表 5.2-2 所示为 GB/T 15462—1996《数控卧式机床精度检验》中规定的数控车床位置精度指标。

表 5.2-2 数控机床位置精度指标

精度项目	位置精度(mm)						X 轴
	Z 轴(对应不同的顶尖距 DC)						
	DC	≤500	>500~ 1000	>1000~ 1500	>1000~ 2000	>2000	
定位精度	A	0.020	0.025	0.032	0.040	DC 每增加 1000, 允许 值增加 0.01	0.016
重复定位精度	R	0.008	0.010	0.013	0.016	0.020	0.007
具有铣削、钻削功能的车削中心 C 轴分度定位精度							
C 轴: 仅能作间歇分度 定位的工件主轴				C 轴: 能够作驱动进给的 工件主轴			
定位精度 A	5'	重复定位精度 R	2'	定位精度 A	72"	重复定位精度 R	36"

## 2. 分度精度

分度精度是指分度工作台在分度时,指令要求回转的角度值和实际回转的角度值的差值。分度精度既影响零件加工部位在空间的角度位置,也影响孔系加工的同轴度等。

## 3. 分辨率与脉冲当量

分辨率是指两个相邻的分散细节之间可以分辨的最小间隔。对测量系统而言,分辨率是可以测量的最小增量;对控制系统而言,分辨率是可以控制的最小位移增量或角位移增量,即数控装置每发出一个脉冲信号,反映到数控机床各运动部件的位移量或角位移增量,一般又称为脉冲当量。脉冲当量是设计数控机床的原始数据之一,其数值的大小决定数控机床的加工精度和表面质量。目前经济型数控机床的脉冲当量一般采用 0.01mm;普通数控机床的脉冲当量一般采用 0.001mm;精密型数控机床的脉冲当量一般小于 0.0001mm;最精密的数控机床的分辨率已经达到了 0.001μm。一般情况下,脉冲当量越小,数控机床的加工精度和加工表面质量越高。

## 4. 加工精度

近年来,伴随着数控机床的发展和机床结构特性的提高,数控机床的性能与质量都有了大幅度的提高。中等规格的加工中心,其定位精度普通级从 ±0.012mm/300mm 提高到 (±0.005~±0.008)mm/300mm,精密级从 ±0.005mm/全程提高到 ±0.001mm~±0.003mm/全程;普通级加工中心的加工精度从 ±5μm 提高到 ±1.5μm,超精密级数控机床的加工圆度已经达到 0.1μm,表面粗糙度为  $R_a0.3\mu m$ 。

### 1.2.2 数控机床的运动性能指标

数控机床的运动性能指标主要包括主轴转速、进给速度、坐标行程、回转轴的转角范围、刀库容量及换刀时间等。

(1) 主轴转速。数控机床的主轴驱动,在早期多采用直流主轴驱动系统,20 世纪 70 年代末、80 年代初开始采用交

流主轴驱动系统,保证主轴具有较大的输出功率和宽的调速范围。随着刀具、轴承、冷却、润滑及数控系统等相关技术的发展,使中等规格的数控机床的主轴转速从过去的 1000~2000r/min 提高到 4000~10 000r/min,加工中心从过去的 2000~3000r/min 提高到现在的 10 000r/min 以上,在高速加工的数控机床上,通常采用电动机转子和主轴一体的电主轴,可以使主轴达到每分钟万转。

(2) 进给速度和加速度。数控机床的进给速度和切削速度一样,是影响零件加工质量、加工效率和刀具寿命的主要因素。进给速度的提高受数控装置的运算速度、机床的动特性及工艺系统刚度等因素的限制。统计资料表明,数控机床的快速进给速度已经从过去的 8~12m/min 提高到了 20~30m/min,有的达到了 60m/min。

(3) 行程。行程是指移动坐标轴可控制的运动区间。数控机床移动坐标轴 X、Y、Z 行程的大小,决定了数控机床允许的空间加工范围,因此说各坐标轴的行程是体现机床加工能力的性能参数指标。在选择机床时,应注意工件的加工尺寸要在机床坐标轴行程的允许的范围之内。

(4) 回转轴的转角范围。转角范围是指回转坐标轴可控制的摆角区间。对于有回转坐标轴的数控机床,其转角的大小将直接影响加工零件空间部位的能力。

(5) 刀库容量和换刀时间。刀库容量和换刀时间会影响数控机床的加工效率。刀库容量是指刀库内所能存放的刀具的数量。大容量的刀库相对于小容量的刀库,在选刀时占用的时间长。一般中小型加工中心的刀库容量在 16~60 把之间,大型加工中心的刀库容量达到 100 把以上。

换刀时间是指具备自动换刀系统的数控机床,刀具交换机构将主轴上的刀具与刀库中下一个工步需要的刀具进行交换所用的时间。目前国内加工中心的换刀时间由原来的 10~20s,缩短为 1~5s。

## 1.3 机床数控技术的发展趋势

从 1952 年美国麻省理工学院研制出第一台试验性数控系统,到现在已走过了 46 年历程。数控系统由当初的电子管式起步,经历了以下几个发展阶段:

分立式晶体管式——小规模集成电路式——大规模集成电路式——小型计算机式——超大规模集成电路——微机式的数控系统。到 20 世纪 80 年代,数控系统总体发展趋势是:数控装置由 NC 向 CNC 发展;广泛采用 32 位 CPU 组成多微处理器系统;提高系统的集成度,缩小体积,采用模块化结构,便于裁剪、扩展和功能升级,满足不同类型数控机床的需要;驱动装置向交流、数字化方向发展;CNC 装置向人工智能化方向发展;采用新型的自动编程系统;增强通信功能;可靠性不断提高。总之,数控机床技术不断发展,功能越来越完善,使用越来越方便,可靠性越来越高,性能价格比也越来越高。到 1990 年,全世界数控系统专业生产厂家年产数控系统约 13 万台/套。国外数控系统技术发展的总体发展趋势是:

(1) 新一代数控系统采用开放式体系结构。进入 20 世纪 90 年代以来,计算机技术的飞速发展推动数控机床技术更快地更新换代。世界上许多数控系统生产厂家利用 PC 机丰富的软硬件资源开发开放式体系结构的新一代数控系统。开放式体系结构使数控系统有更好的通用性、柔性、适应性、扩展性,并向智能化、网络化方向发展。近几年许多国家纷纷研究开发这种系统,如美国科学制造中心(NCMS)与空军共同领导的“下一代工作站/机床控制器体系结构”



NGC、欧共体的“自动化系统中开放式体系结构”OSACA、日本的 OSEC 计划等。开发研究成果已得到应用,如 Cincinnati-Milacron 公司从 1995 年开始在其生产的加工中心、数控铣床、数控车床等产品中采用了开放式体系结构的 A2100 系统。开放式体系结构可以大量采用通用微机的先进技术,如多媒体技术,实现声控自动编程、图形扫描自动编程等。数控系统继续向高集成度方向发展,每个芯片上可以集成更多个晶体管,使系统体积更小,更加小型化、微型化;可靠性大大提高;利用多 CPU 的优势,实现故障自动排除;增强通信功能,提高进线、联网能力。开放式体系结构的新一代数控系统,其硬件、软件和总线规范都是对外开放的,由于有充足的软、硬件资源可供利用,不仅使数控系统制造商和用户进行的系统集成得到有力的支持,而且也为用户的二次开发带来极大方便,促进了数控系统多档次、多品种的开发和广泛应用,既可通过升档或剪裁构成各种档次的数控系统,又可通过扩展构成不同类型数控机床的数控系统,开发生产周期大大缩短。这种数控系统可随 CPU 升级而升级,结构上不必变动。

(2) 新一代数控系统控制性能大大提高。数控系统在控制性能上向智能化发展。随着人工智能在计算机领域的渗透和发展,数控系统引入了自适应控制、模糊系统和神经网络的控制机理,不但具有自动编程、前馈控制、模糊控制、学习控制、自适应控制、工艺参数自动生成、三维刀具补偿、运动参数动态补偿等功能,而且人机界面极为友好,并具有故障诊断专家系统,使自诊断和故障监控功能更趋完善。伺服系统智能化的主轴交流驱动和智能化进给伺服装置,能自动识别负载并自动优化调整参数。直线电动机驱动系统已实用化。

总之,新一代数控系统技术水平大大提高,促进了数控机床性能向高精度、高速度、高柔性化方向发展,使柔性自动化加工技术水平不断提高。

为了满足市场和科学技术发展的需要,为了达到现代制造技术对数控技术提出的更高要求,当前,世界数控技术及其装备发展趋势主要体现在以下几个方面。

(1) 高速、高效、高精度、高可靠性。要提高加工效率,首先必须提高切削和进给速度,同时还要缩短加工时间;要确保加工质量,必须提高机床部件运动轨迹的精度,而可靠性则是上述目标的基本保证。为此,必须要有高性能的数控装置作保证。

1) 高速、高效。机床向高速化方向发展,可充分发挥现代刀具材料的性能,不但可大幅度提高加工效率、降低加工成本,而且还可提高零件的表面加工质量和精度。超高速加工技术对制造业实现高效、优质、低成本生产有广泛的适用性。

新一代数控机床(含加工中心)只有通过高速化大幅度缩短切削工时才可能进一步提高其生产率。超高速加工特别是超高速铣削与新一代高速数控机床特别是高速加工中心的开发应用紧密相关。20 世纪 90 年代以来,欧、美、日各国争相开发应用新一代高速数控机床,加快机床高速化发展步伐。高速主轴单元(电主轴,转速 15 000~100 000 r/min)、高速且高加/减速度的进给运动部件(快移速度 60~120 m/min,切削进给速度高达 60 m/min)、高性能数控和伺服系统以及数控工具系统都出现了新的突破,达到了新的技术水平。随着超高速切削机理、超硬耐磨长寿命刀具材料和磨料磨具,大功率高速电主轴、高加/减速度直线电动机驱动进给部件以及高性能控制系统(含监控系统)和防护装置等

一系列技术领域关键技术解决,应不失时机地开发应用新一代高速数控机床。

依靠快速、准确的数字量传递技术对高性能的机床执行部件进行高精度、高响应速度的实时处理,由于采用了新型刀具,车削和铣削的切削速度已达到 5000~8000 m/min 以上,主轴转速在 30 000 r/min(有的高达 10 万 rpm)以上;工作台的移动速度:(进给速度),在分辨率为 1  $\mu$ m 时,在 100 m/min(有的到 200 m/min)以上,在分辨率为 0.1  $\mu$ m 时,在 24 m/min 以上;自动换刀速度在 1 s 以内;小线段插补进给速度达到 12 m/min。根据高效率、大批量生产需求和电子驱动技术的飞速发展,高速直线电动机的推广应用,开发出一批高速、高效的高速响应的数控机床,以满足汽车、农机等行业的需求。由于新产品更新换代周期加快,模具、航空、军事等工业的加工零件不但复杂,而且品种增多。

2) 高精度。从精密加工发展到超精密加工(特高精度加工),是世界各工业强国致力发展的方向。其精度从微米级到亚微米级,乃至纳米级(<10 nm),其应用范围日趋广泛。超精密加工主要包括超精密切削(车、铣)、超精密磨削、超精密研磨抛光以及超精密特种加工(三束加工及微细电火花加工、微细电解加工和各种复合加工等)。现代科学技术的发展,对超精密加工技术不断提出了新的要求。新材料及新零件的出现、更高精度要求的提出等都需要超精密加工工艺,发展新型超精密加工机床,完善现代超精密加工技术,以适应现代科技的发展。

当前,机械加工高精度的要求如下:普通的加工精度提高了一倍,达到 5  $\mu$ m;精密加工精度提高了两个数量级,超精密加工精度进入纳米级(0.001  $\mu$ m),主轴回转精度要求达到 0.01~0.05  $\mu$ m,加工圆度为 0.1  $\mu$ m,加工表面粗糙度  $R_a=0.003 \mu$ m 等。

精密化是为了适应高新技术发展的需要,也是为了提高普通机电产品的性能、质量和可靠性,减少其装配时的工作量从而提高装配效率的需要。随着高新技术的发展和对机电产品性能与质量要求的提高,机床用户对机床加工精度的要求也越来越高。为了满足用户的需要,近 10 多年来,普通级数控机床的加工精度已由  $\pm 10 \mu$ m 提高到  $\pm 5 \mu$ m,精密级加工中心的加工精度则从  $\pm (3\sim 5) \mu$ m 提高到  $\pm (1\sim 1.5) \mu$ m。

3) 高可靠性。是指数控系统的可靠性要高于被控设备的可靠性在一个数量级以上,但也不是可靠性越高越好,仍然是适度可靠,因为是商品,受性能价格比的约束。对于每天工作两班的无人工厂而言,如果要求在 16 h 内连续正常工作,无故障率  $P(t)=99\%$  以上,则数控机床的平均无故障运行时间 MTBF 就必须大于 3000 h。MTBF 大于 3000 h,对于由不同数量的数控机床构成的无人化工厂差别就大多了,只对一台数控机床而言,如主机与数控系统的失效率之比为 10:1(数控的可靠比主机高一个数量级),此时数控系统的 MTBF 就要大于 33 333.3 h,而其中的数控装置、主轴及驱动等的 MTBF 就必须大于 10 万 h。

当前国外数控装置的 MTBF 值已达 6000 h 以上,驱动装置达 30 000 h 以上。

(2) 模块化、智能化、柔性化和集成化。

1) 模块化、专门化与个性化。机床结构模块化,数控功能专门化,机床性能价格比显著提高并加快优化。为了适应数控机床多品种、小批量的特点,机床结构模块化,数控功能专门化,机床性能价格比显著提高并加快优化。个性化是近几年来特别明显的发展趋势。

2) 智能化。智能化的内容包括在数控系统中的各个方面:

——追求加工效率和加工质量方面的智能化,如自适应控制,工艺参数自动生成。

——提高驱动性能及使用连接方便方面的智能化,如前馈控制、电动机参数的自适应运算、自动识别负载自动选定模型、自整定等。

——简化编程、简化操作方面的智能化,如智能化的自动编程、智能化的人机界面等。

——智能诊断、智能监控方面的内容,方便系统的诊断及维修等。

3) 柔性化和集成化。数控机床向柔性自动化系统发展的趋势是:从点(数控单机、加工中心和数控复合加工机床)、线(FMC、FMS、FTL、FML)向面(工段车间独立制造岛、FA)、体(CIMS、分布式网络集成制造系统)的方向发展,另一方面向注重应用性和经济性方向发展。柔性自动化技术是制造业适应动态市场需求及产品迅速更新的主要手段,是各国制造业发展的主流趋势,是先进制造领域的基础技术。其重点是以提高系统的可靠性、实用化为前提,以易于联网和集成为目标;注重加强单元技术的开拓、完善;CNC 单机向高精度、高速度和高柔性方向发展;数控机床及其构成柔性制造系统能方便地与 CAD、CAM、CAPP、MTS 联结,向信息集成方向发展;网络系统向开放、集成和智能化方向发展。

(3) 开放性。为适应数控进线、联网、普及型个性化、多品种、小批量、柔性化及数控迅速发展的要求,最重要的发展趋势是体系结构的开放性,设计生产开放式的数控系统,例如美国、欧共体及日本发展开放式数控的计划等。

(4) 出现新一代数控加工工艺与装备。

1) 为适应制造自动化的发展,向 FMC、FMS 和 CIMS 提供基础设备,要求数字控制制造系统不仅能完成通常的加工功能,而且还要具备自动测量、自动上下料、自动换刀、自动更换主轴头(有时带坐标变换)、自动误差补偿、自动诊断、进线和联网等功能,广泛地应用机器人、物流系统。

2) FMC, FMS Web-based 制造及无图纸制造技术。

3) 围绕数控技术、制造过程技术在快速成型、并联机构机床、机器人化机床、多功能机床等整机方面和高速电主轴、直线电动机、软件补偿精度等单元技术方面先后有所突破。并联杆系结构的新型数控机床实用化。这种虚拟轴数控机床用软件的复杂性代替传统机床机构的复杂性,开拓了数控机床发展的新领域。

4) 以计算机辅助管理和工程数据库、因特网等为主体的制造信息支持技术和智能化决策系统。对机械加工中海量信息进行存储和实时处理。应用数字化网络技术,使整个机械加工系统趋于资源合理支配并高效地应用。

## 2 数控机床的电气组成

### 2.1 概述

伺服系统亦称随动系统,是一种能够跟踪输入的指令信号进行动作,从而获得精确的位置、速度或力输出的自动控制系统。数控机床的进给伺服系统是以机床移动部件的位置和速度为控制量,接收来自插补装置或插补软件生成的进给脉冲指令。经过一定的信号变换及电压、功率放大、检测反馈,最终实现机床工作台相对于刀具运动的控制系统。

数控机床的进给伺服系统是数控装置和机床运动部件的

联系环节,其性能很大程度上决定了数控机床的性能,研究与开发性能优良的进给伺服系统是现代数控机床的关键技术之一。

#### 2.1.1 数控系统的组成

在数控机床行业中,数控系统是指计算机数字控制装置、可编程控制器、进给驱动与主轴驱动装置等相关设备的总称。有时仅指其中的计算机数字控制装置,并将计算机数字控制装置称为数控装置。数控系统的组成如图 5.2-1 所示。

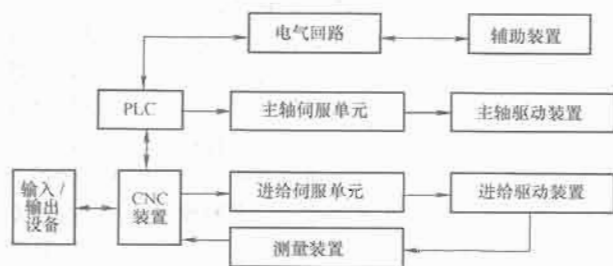


图 5.2-1 数控系统的组成

(1) 输入/输出设备。输入装置的作用是将控制介质(信息载体)上的数控代码传递并存入数控系统内。根据控制介质的不同,输入装置可以是光电阅读机、磁带机或软盘驱动器等。数控加工程序、数控系统参数、PMC 程序不仅可以通过键盘用手工方式直接输入数控系统,还可以由计算机用 RS-232C 或采用网络通信方式传送到数控系统中。

零件加工程序输入过程有两种不同的方式:一种是边读入边加工,另一种是一次将零件加工程序全部读入数控装置内部的存储器,加工时再从存储器中逐行调出进行加工。

各种类型的数控机床中最直观的输出装置是显示器,有 CRT 显示器或彩色液晶显示器两种。输出装置的作用是:数控系统通过显示器为操作人员提供必要的信息。显示的信息可以是正在编辑的程序、坐标值、报警信号等。

总之,输入/输出装置是机床数控系统和操作人员进行信息交流、人机对话必须具备和必要的交互设备。

(2) 数控装置。数控装置就是通常所说的计算机数控系统,它由专用或通用计算机硬件加上系统软件和应用软件组成,完成数控装备的运动控制功能、人机交互功能、数据管理功能和相关的辅助控制功能,是数控装备功能实现和性能保证的核心组成部分,是整个数控体系的中枢。

数控装置从内部存储器中取出或接受输入装置送来的一段或几段数控加工程序,经过数控装置的逻辑电路或系统软件进行编译、运算和逻辑处理后,输出各种控制信息和指令,控制机床各部分的工作,使其进行规定的有序运动和动作。这些信号中最基本的信号是经插补运算决定的各坐标轴(即作进给运动的各执行部件)的进给速度、进给方向和位移量指令(送到伺服驱动系统以驱动执行部件作进给运动)。其他信号还包括主轴的变速、换向和启停信号,选择和交换刀具的刀具指令信号,控制冷却液、润滑油启停、工件和机床部件松开、夹紧、分度工作台转位的辅助指令信号等。

数控装置主要由中央处理单元(CPU)和总线、存储器(ROM、RAM)、内置 PLC、输入/输出(I/O)接口电路、CNC 系统其他组成部分联系的接口等组成。

(3) 可编程控制器。可编程控制器亦可称为可编程序逻辑控制器(Programmable Logic Controller, PLC)。

通过 CNC 和 PLC 的协调配合来共同完成数控机床的控制,其中 CNC 主要完成与数字运算和管理等有关的功能,

如零件的编辑、插补运算、译码、位置伺服控制等。PLC 主要完成与逻辑运算有关的一些动作,而不涉及轨迹上的要求。PLC 处理 CNC 送来的辅助功能代码(M 代码)、主轴转速指令(S 代码)、刀具指令(T 代码)等顺序动作信息,对顺序动作信息进行译码,转换成对应的控制信号,控制辅助装置完成机床相应的开关动作,如工件的装夹、刀具的更换、冷却液的开关等一些辅助动作。PLC 还可以与机床侧的输入/输出信号进行交互,接收机床控制面板的指令,一方面直接控制机床的动作,另一方面将一部分指令送往数控装置用于加工过程的控制。

用于数控机床的 PLC 一般分为两类:一类是内装式,将 CNC 和 PLC 综合起来设计,也就是说,PLC 是 CNC 装置的一部分;另一类是独立型 PLC。

(4) 伺服驱动单元。伺服驱动系统是数控机床的重要组成部分,它是机床工作的动力装置,CNC 装置的指令要靠伺服驱动系统付诸实施。驱动装置接受来自数控装置的指令信息,经功率放大后,将控制器数字量的指令输出转换成各种形式的电动机运动,带动机械结构上执行元件实现其所规划出来的运动轨迹。因此,它的伺服精度和动态响应性能是影响数控机床加工精度、表面质量和生产率的重要因素之一。

伺服系统包括驱动放大器和执行机构两个主要部分,其任务实质是实现一系列数模或模数之间的信号转化,表现形式是位置控制和速度控制。执行机构包括步进电动机、直流伺服电动机、交流伺服电动机,相应的驱动系统分别为步进驱动、直流伺服驱动、交流伺服驱动。目前使用的主要是直流伺服驱动系统和交流伺服驱动系统。

检测装置是伺服系统的一个重要组成部分。检测装置将数控机床各坐标轴的实际位移量检测出来,经反馈系统输入到数控装置中。数控装置将反馈回来的实际位移量值与设定值进行比较,控制运动部件按指令设定值运动。

### 2.1.2 数控机床对进给伺服系统的要求

进给伺服系统的高性能在很大程度上决定了数控机床的高效率、高精度。为此,数控机床对进给伺服系统的位置控制、速度控制、伺服电动机、机械传动等方面都有很高的要求。

(1) 可逆运行。在加工过程中,机床工作台根据加工轨迹的要求,随时都可能实现正向或反向运动,同时要求在方向变化时,不应有反向间隙和运动的损失。从能量角度看,应该实现能量的可逆转换,即在加工运行时,电动机从电网吸收能量变为机械能;在制动时应把电动机的机械惯性能量变为电能回馈给电网,以实现快速制动。

(2) 速度范围宽。为适应不同的加工条件,数控机床要求给能在很宽的范围内无级变化。这就要求伺服电动机有很宽的调速范围和优异的调速特性。经过机械传动后,电动机转速的变化范围即可转化为进给速度的变化范围。对一般数控机床而言,进给速度范围在  $0 \sim 24 \text{ m/min}$  时,都可满足加工要求。通常在这样的速度范围还可以提出以下更细致的技术要求。

1) 在  $1 \sim 24\,000 \text{ mm/min}$ , 即  $1:24\,000$  调速范围内,要求均匀、稳定、无爬行,且速降小。

2) 在  $1 \text{ mm/min}$  以下时具有一定的瞬时速度,但平均速度很低。

3) 在零速时,即工作台停止运动时,要求电动机有电磁转矩以维持定位精度,使定位误差不超过系统的允许范围,即电动机处于伺服锁定状态。

(3) 具有足够的传动刚性和高的速度稳定性。伺服系统

应具有良好的静态与动态负载特性,即伺服系统在不同的负载情况下或切削条件发生变化时,应使进给速度保持恒定。刚性良好的系统,速度受负载力矩变化的影响很小。通常要求承受的额定力矩变化时,静态速降应小于  $5\%$ ,动态速降应小于  $10\%$ 。

(4) 快速响应无超调。为了保证轮廓切削形状精度和低的加工表面粗糙度值,对位置伺服系统除了要求有较高的定位精度外,还要求有良好的快速响应特性,即要求跟踪指令信号的响应要快。这就对伺服系统的动态性能提出两方面的要求:一方面,在伺服系统处于频繁地起动、制动、加速、减速等动态过程中,为了提高生产效率和保证加工质量,要求加、减速度足够大,以缩短过渡过程时间,一般电动机速度由零到最大或从最大减少到零,时间应控制在  $200 \text{ ms}$  以下,甚至少于几十毫秒,且速度变化时不应有超调;另一方面,当负载突变时,过渡过程恢复时间要短且无振荡,这样才能得到光滑的加工表面。

(5) 高精度。为了满足数控加工精度的要求,关键是保证数控机床的定位精度和进给跟随精度。这也是伺服系统静态特性与动态特性指标是否优良的具体表现。位置伺服系统的定位精度一般要求能达到  $1 \mu\text{m}$ ,甚至达到  $0.1 \mu\text{m}$ ,相应地,对伺服系统的分辨力也提出了要求,当伺服系统接受 CNC 送来的一个脉冲时,工作台相应移动的单位距离叫分辨力,也称脉冲当量。系统分辨力取决于系统稳定工作性能和所使用的位置检测元件。目前的闭环伺服系统都能达到  $1 \mu\text{m}$  的分辨力(脉冲当量)。高精度数控机床也可达到  $0.1 \mu\text{m}$  的分辨力甚至更小。

(6) 低速大转矩。低速时进给驱动要有大的转矩输出,以满足低速进给切削的要求。

## 2.2 数控机床的伺服系统

### 2.2.1 交流伺服系统

#### 2.2.1.1 概述

交流伺服系统由伺服电动机和伺服驱动器两部分组成。电动机主体是永磁同步式笼型交流电动机,伺服驱动器通常是采用电流型脉宽调制(PWM)三相逆变器和具有电流环为内环、速度环为外环的多环闭环控制系统,其外特性与直流伺服系统相似,以足够宽的调速范围( $1:1000 \sim 1:10\,000$ )和 4 象限工作能力来保证它在伺服控制中的应用。

目前,交流伺服系统中采用的电动机分为两大类:

(1) 同步型交流伺服电动机。

(2) 异步型交流伺服电动机。

绝大多数用于机床数控进给驱动控制、工业机器人关节驱动控制和其他需要运动和位置控制场合的是同步型交流伺服电动机。这种伺服电动机通常有永磁的转子,故又称为永磁交流伺服电动机,以区别于有笼型转子的异步型交流伺服电动机。

永磁交流伺服系统是综合了伺服电动机、角速度和角位移传感器的最新成就,采用新型功率开关器件、专用集成电路和新的控制算法的交流伺服驱动器与之相匹配,组成一种新型高性能的机电一体化伺服系统。

永磁交流伺服系统采用机电一体化设计,特殊设计的永磁同步电动机同轴安装有转子位置检测传感器,应用特殊的控制方法,使同步电动机具备与直流伺服电动机类似的伺服性能。

同步型交流伺服电动机是一台机组,一般由下列几部分组成:永磁同步电动机、转子位置传感器、速度传感



器。如果系统有位置控制要求时,还应当有提供位置反馈信息的位置传感器。他们通常是机械同轴连接成一体组成机组。如果用户需要,还可以安装安全制动器。安全制动器的作用是在正常状态下,在一规定的电压(通常是直流电压)作用下制动器释放,电动机可以运转。一旦出现停电事故,制动器动作,将电动机转轴“抱死”,强迫电动机停转。机器人手臂驱动或有倾斜角度拖板的机床坐标控制,需要防止偶然停电时因自重落下造成的事故发生。对于大功率伺服电动机,有时还附有强迫冷却的风机。目前已有的产品中,各部分电气连线均采用连接插座引出,并采用全密封结构形式。

永磁交流伺服电动机和它的伺服驱动器组成一个伺服系统,典型的交流伺服系统是一个速度闭环系统。伺服驱动器接受 $\pm U_i$ 电压范围变化的速度指令信号。这个直流电压 $U_i$ 通常是10V左右,代表系统工作的最高转速 $n_{max}$ 。当速度指令电压从 $-U_i$ 变化到0再变化到 $+U_i$ 时,伺服电动机可实现从反转最高转速变到零转,然后增加到正转最高转速。在动态控制过程中,电动机的转矩和速度均可能改变,包括转矩和速度方向相反的制动状态在内,故又称为4象限控制。这些外部特性与直流伺服系统是完全相同的。和常规直流伺服驱动器相似,他是一个多闭环系统,通常有速度环和电流环,实现对三相永磁同步伺服电动机的电流控制。这里,交流伺服驱动器的电流环与直流伺服系统有较大差别。

永磁交流伺服系统按照其工作原理、驱动电流波形和控制方式的不同,又可分为两种伺服系统:

- (1) 矩形波电流驱动的永磁交流伺服系统。
- (2) 正弦波电流驱动的永磁交流伺服系统。

伺服系统中使用的矩形波电流驱动的永磁交流伺服电动机称为无刷直流伺服电动机,而正弦波电流驱动的永磁交流伺服电动机称为无刷交流伺服电动机。

矩形波驱动和正弦波驱动两种工作模式的交流伺服系统在电动机磁场波形、驱动电流波形、转子位置传感器以及驱动器中电流环结构、速度反馈信息的获得等方面有明显的区别,转矩产生的原理也有所不同。

矩形波驱动的交流伺服驱动器原理图如图5.2-2所示。转子位置传感器一般为霍尔集成电路转子位置传感器,它采用开关型霍尔集成电路,这种传感器价格低廉、结构简单和结实牢固,信号处理也较方便。如图5.2-2所示,由转子位置传感器信号处理得到的转子每转 $360^\circ$ 电角度的周期内区分出6个状态的位置信号,用这个信号和对两相绕组电流采样信号综合形成一个与电动机电磁转矩瞬时值成正比的合成电流信号。实际上,不必三相电流都检测,只检测其中任意两相,即可得到第三相电流信号。和直流伺服驱动器相似,只需要一个电流调节器,进行指令电流信号和合成电流信号

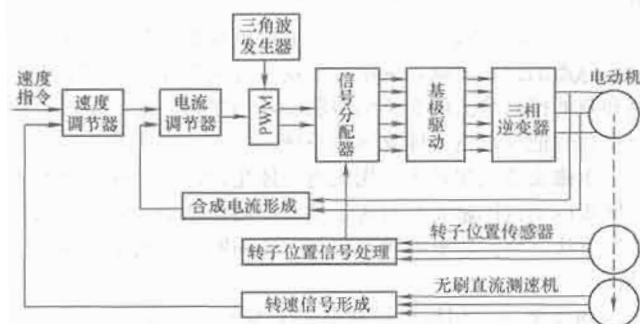


图 5.2-2 矩形波交流伺服驱动器原理图

的比较、放大和校正,进入PWM。然后PWM信号分配到6个基极驱动电路去,使三相绕组在适当时间进入导通工作,并且它们的相电流被控制,其幅值与指令电流信号成正比。

正弦波驱动方式的交流伺服驱动器原理如图5.2-3所示。这里,电流环的作用主要是控制电动机的三相绕组电流 $i_U$ 、 $i_V$ 、 $i_W$ 满足下列要求:

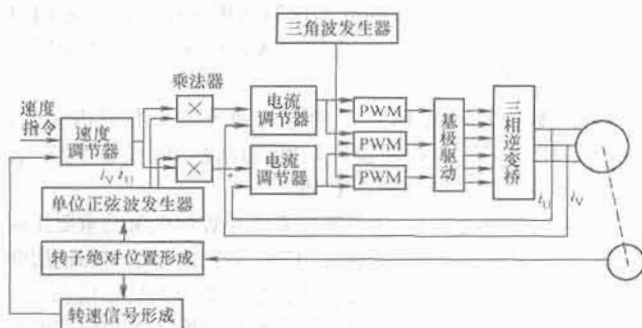


图 5.2-3 正弦波交流伺服驱动器原理图

- (1) 严格的三相对称正弦函数变化关系。
- (2) 它们的相位分别与该相的反电动势相位同相(或反相)。
- (3) 相电流幅值与速度调节器输出的电流指令信号成正比。

正弦波交流伺服系统中用到的转子位置传感器要求是高分辨率的,一般采用绝对式光电编码器、增量式光电编码器、磁编码器、旋转变压器/数字转换器(RDC)等。

正弦波交流伺服系统利用高分辨率的转子位置传感器产生的转子绝对位置信号,在单位正弦波发生器中产生两相正弦波信号,它们的幅值为一单位,其相位与电动机转子角度 $\theta$ 相关,即

$$\begin{aligned} i_U &= \sin\theta \\ i_V &= \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned}$$

单位正弦波信号的产生有许多不同的方法。下述方案是一个例子:转子绝对位置信号是一数字量化代码(二进制码),在存有正弦函数的只读存储器(ROM)中分别读出两相单位正弦波的数字量,经两个D/A转换器后得到模拟量输出。两相单位正弦波信号在两个乘法器中与电流指令信号进行乘法运算,两相电流指令信号 $i_U^*$ 和 $i_V^*$ 。实际上,采用带乘法功能的D/A转换器,由ROM的输出可直接获得 $i_U^*$ 和 $i_V^*$ 信号。这两个信号分别在两个相同的电流调节器中与反馈的 $i_U$ 、 $i_V$ 电流信号进行比较,经各相的PWM环节控制逆变器。在这里,利用电动机三相绕组电流之和为零的原理,可以得到第三相PWM信号。

#### 2.2.1.2 永磁交流伺服系统中的传感器

直流伺服系统电流环控制与电动机转子位置无关,而永磁交流伺服系统的电流环控制却与电动机的转子位置有关。交流伺服电动机运转必须有电动机转子位置传感器,它提供转子瞬间角位移信号。这个传感器信号进入交流伺服驱动器的电流环部分,实现对电动机各相绕组的电流“换向”或对电流波形的控制。矩形波电流驱动的交流伺服系统和正弦波电流驱动的交流伺服系统,需要不同的电动机转子位置传感器。同时,伺服驱动器中的速度环和位置环也都需要由速度传感器和位置传感器来提供相应的反馈信号。这三种传感器一般都安装在电动机轴上(同轴安装或经过一定速比的机械传动),由于伺服驱动器控制方案不同,可选用不同工作原



理和结构的传感器,它们有的作为一种信号反应用,有的可兼作几种信号反应用。

表 5.2-3 列出了各种传感器在永磁交流伺服系统电流环、速度环和位置环三环控制中的作用。

由表 5.2-3 可见,永磁交流伺服系统与直流伺服系统不同之处在于,电流环控制中需要有电动机转子绝对位置检测的传感器。永磁交流伺服系统三环控制中的传感器有多种可供选择,具体如何选择需根据性能要求、成本价格、货源等综合考虑。

表 5.2-3 各种传感器在三环控制中的应用

传感器种类	电流环		速度环	位置环
	矩形波驱动	正弦波驱动		
霍尔集成电路传感器	*			
增量式光电编码器		○	△	*
增量式磁编码器		○	△	*
绝对式光电编码器		*	△	*
复合式光电编码器	*	○	△	*
无刷直流测速发电机			*	
旋转变压器/数字转换器				
(RDC)		*	*	*
Tachsyn	*	*	*	*

注 \*表示适用,△表示可用,○表示少用。

### 2.2.2 伺服系统性能及参数

伺服系统要满足预期的快速、正确及平稳驱动的要求,还有一个重要问题是通过合适的参数调整,满足位置伺服控制的性能要求。伺服系统的性能包括稳态性能和动态。

#### 2.2.2.1 轮廓加工中的跟随精度

在闭环伺服系统中,点位控制系统由于在运动过程中不进行加工,因此只有定位精度对加工精度的影响最重要,而定位时间以及如何趋近定位点等问题只会影响效率,不会影响加工精度。但对连续切削控制系统,由于一边进给,一边加工零件的轮廓,除了要求定位精度外,在整个进给过程中,要求能稳定而灵敏地跟随指令,使实际运动轨迹尽量接近程序给定的轨迹,即要求具有高的轮廓跟随精度。

轮廓跟随精度与伺服驱动系统的稳态、动态特性有关,其中增益、驱动时间常数等参数的影响尤为突出。此外还与运动速度及轮廓切线方向变化率等因素有关。

(1) 轮廓跟随精度检验。目前,对轮廓控制的跟随精度尚未统一的测量标准。轮廓跟随精度的测量比较困难,一般通过切削加工一定轮廓形状的工件,检验其加工误差来评价。以数控铣床为例,目前多采用规定的铝合金或铸铁试件进行精度检验。

1) 用 X、Y 坐标的直线插补,对方形试件的四周进行精铣,背吃刀量约为 0.1mm。安装试件时,使试件的一个加工面与坐标轴成 30°角,如图 5.2-4(a)所示。

检验的项目有:①四周的直线度,即 A、B、C 和 D 面的直线度。②相对面间的平行度,即 A 和 C 面的平行度, B 和 D 面的平行度。③相邻两面间的垂直度,即 A 和 B、B 和 C、C 和 D 及 D 和 A 间的垂直度。

2) 用 X、Y 坐标的圆形插补,试件如图 5.2-4(b)所示,

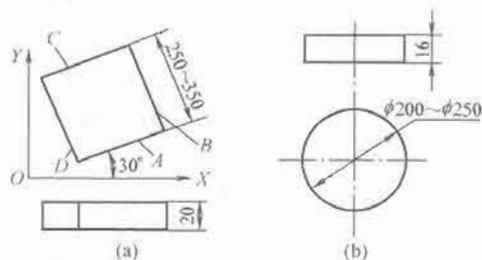


图 5.2-4 轮廓精度检验试件

(a) 方形试件; (b) 圆形试件

对圆周面进行精铣,背吃刀量约为 0.1mm。检验项目为圆度。

以上检验结果综合反映了机床的轮廓切削精度,其中既有机床两坐标的跟随精度的影响,也包含由切削力方向变化而产生的影响。

(2) 跟随误差与轮廓误差之间的关系。轮廓误差是指实际轨迹与要求轨迹之间的最短距离。

1) 两轴联动加工直线轮廓,如图 5.2-5 所示,在 X-Y 平面内进行直线加工, $\epsilon$  为要求轨迹与实际轨迹之间的误差, $E_x$  和  $E_y$  分别为 X 轴和 Y 轴的跟随误差。

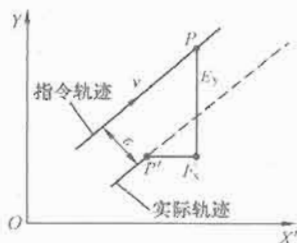


图 5.2-5 跟随误差对直线加工的影响

由于存在跟随误差,在某一时刻,指令位置的实际位置在 P 点,则轮廓误差  $\epsilon$  为

$$\epsilon = \frac{v_x v_y}{v K_v} \times \frac{\Delta K_v}{K_v}$$

式中: $v_x$ 、 $v_y$  为 X 轴、Y 轴的运动速度; $v$  为 X 轴、Y 轴联动的合成速度, $v = \sqrt{v_x^2 + v_y^2}$ ;  $\Delta K_v$  为 X 轴增益与 Y 轴增益  $K_{vY}$  的差值, $\Delta K_v = K_{vX} - K_{vY}$ ;  $K_v$  为平均增益, $K_v = \sqrt{K_{vX} \cdot K_{vY}}$ 。

当  $K_{vX} = K_{vY}$  时, $\Delta K_v = 0$ ,所以  $\epsilon = 0$ ,说明当两轴的系统增益相同时,即使有跟随误差,也不会产生轮廓误差。 $\Delta K_v$  增大, $\epsilon$  就增大,实际运动轨迹将偏离指令轨迹。因此,在坐标联动控制中,必须调整联动坐标轴的增益要相等,否则轴易产生轮廓误差。

2) 圆弧轮廓加工。图 5.2-6 所示为跟随误差对圆弧加工的影响。

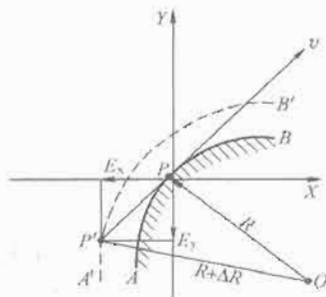


图 5.2-6 跟随误差对圆弧加工的影响

设指令圆弧为  $X^2 + Y^2 = R^2$ ,  $X$ 、 $Y$  两个轴的伺服系统增益相同,  $K_{VX} = K_{VY}$ , 进给速度  $v = \sqrt{v_x^2 + v_y^2}$  为常数。当指令位置在  $P(X, Y)$  点时, 由于跟随误差  $E_x$  和  $E_y$  的存在, 实际位置在  $P'$  点处, 实际圆弧  $A'B'$  与指令圆弧的半径差  $\Delta R$  只可由几何关系求得

$$\Delta R = \frac{v^2}{2RK_v}$$

从上式可见, 加工误差与进给速度的二次方成正比, 与系统增益的平方成反比。降低进给速度, 增大系统增益将提高轮廓加工精度。同时可以看出, 加工圆弧的半径愈大, 加工误差愈小。对于一定的加工条件, 当两轴系统增益相同时,  $\Delta R$  只为常值, 引起尺寸误差, 该项误差可以在编程时, 通过刀具半径补偿功能予以补偿。

实际上, 在连续切削控制系统中, 两轴的实际增益存在差别, 加工后的圆弧会变成椭圆形。现代数控系统均带有跟随误差和  $K_v$  值的监视显示。

(3) 动态特性对加工精度的影响。在轮廓加工过程中, 常要求坐标轴瞬时启停或改变运动速度, 这时系统的动态特性就会影响轮廓跟随精度。在铣削工件的内、外拐角时, 其影响尤为明显。

图 5.2-7(a) 表示了两轴联动在铣削一个拐角时的情况。开始时, 工作台沿  $X$  轴方向运动。当指令信号到达  $O$  点时, 由于有跟随误差  $E_x$ , 工作台实际位置滞后一端距离在  $-0.4\text{mm}$  处。此时,  $Y$  轴已根据指令信号移动, 同时,  $X$  轴在消除  $E_x$  的过程中继续移动到  $O$  点, 结果构成了一个弯曲过渡, 产生了欠程误差, 最大值为  $\epsilon_1$ 。在系统增益较高的情况下, 会由于超调而常生超程误差, 最大值为  $\epsilon_2$ 。

图 5.2-7(b) 比较了系统在不同增益时的实际轨迹。当增益较低时, 如  $K_v = 17\text{ 1/s}$ ,  $X$  轴由于响应迟缓, 跟随误差较大, 因而欠程误差大; 当增益过大时, 如  $K_v = 70\text{ 1/s}$ , 系统产生超程误差并使表面不光滑, 影响了形状精度。当  $K_v = 25\text{ 1/s}$  时, 系统处于最佳状态, 此时系统响应较快, 超程误差极小, 可以忽略不计。

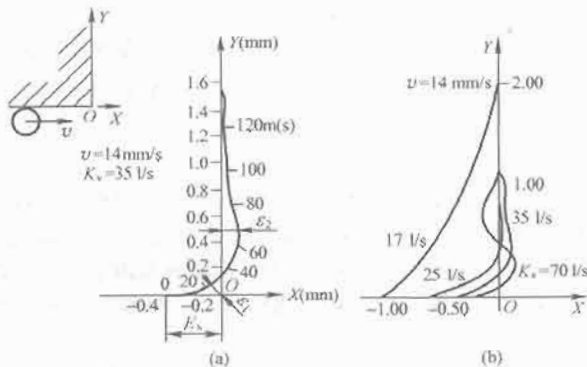


图 5.2-7 动态特性对拐角过渡的影响  
(a) 加工拐角时的超程和欠程误差;  
(b) 不同  $K_v$  下的超程和欠程误差

在铣内拐角时, 如图 5.2-8(a) 所示, 由超程误差  $\epsilon_2$  引起的过切削对工件质量影响较为严重, 应该尽量避免, 应通过减小  $K_v$  值以减小超调量。减小  $K_v$  值会引起欠程误差  $\epsilon_1$  增大, 但可以通过编程让刀具在拐角处停留  $30 \sim 50\text{ms}$  即可消除欠切现象。

在铣外拐角时, 如图 5.2-8(b) 所示, 超程或欠程会多切取一些金属, 但一般影响不大, 可通过在拐角外延时等措施加以消除。

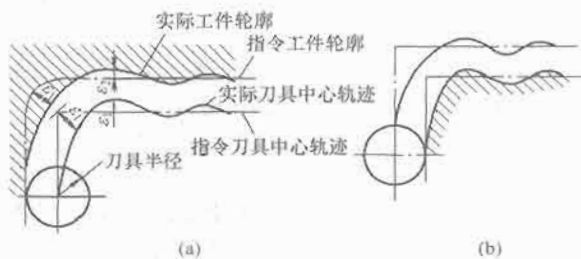


图 5.2-8 铣削拐角时的误差  
(a) 内拐角; (b) 外拐角

### 2.2.2.2 伺服系统参数

数控机床伺服系统由位置环和速度环组成, 两个环的参数调整是否合适, 直接影响到伺服系统的性能。在现代 CNC 系统中, 位置环的参数调整可通过系统上的 CRT/MDI 操作进行参数设置, 由系统软件进行控制; 速度环的参数调整可通过驱动装置上的调节电位器或参数设定来调整。在全数字式的数控系统中, 由于数控系统与伺服驱动的总线通信, 因此, 位置环和速度环的参数调整均可在 CRT/MDI 上进行, 并可通过 CRT/MDI 监控伺服系统的状态。

(1) 增益调整。增益是数控机床伺服系统的重要指标之一, 它对稳态精度和动态性能都有很大的影响。一般将  $K_v < 20$  的伺服系统称为低增益或软伺服系统。而把  $K_v > 20$  的伺服系统称为高增益或硬伺服系统。用于轮廓加工的连续控制选用高增益系统, 而低增益系统多用于点位控制。并非系统的增益愈高愈好, 当输入速度突变时, 高增益可能导致输出变化剧烈, 机械要受到较大冲击, 有的还可能影响系统的稳定性。低增益系统也有它的优点, 如系统调整较容易, 对干扰不敏感, 加工的表面粗糙度值小等。

(2) 调速范围。伺服系统为了达到高速快移和单步点动的目的, 要求调速范围很宽。伺服系统在低速情况下实现平稳进给, 要求有较大的增益, 以克服由静摩擦等因素引起的控制“死区”, 避免工作台出现爬行现象。设死区范围为  $A$ , 则  $A \leq \delta K_v$ , 其中  $\delta$  为脉冲当量, 若取  $\delta = 0.01\text{mm}$  脉冲,  $K_v = 17\text{ 1/s}$ , 则最低运动速度  $v_{\min} \geq A = 0.01 \times 17 = 0.17\text{mm/s} = 10.2\text{mm/min}$ 。

最高运行速度除了加工要求外, 从系统控制的角度看有一个检测与反馈的问题。在 CNC 系统中, 必须考虑软件处理的时间是否足够。若取调速比  $N$  为  $1000$ ,  $K_v = 17\text{ 1/s}$ , 则对应于最高进给速度  $v_{\max}$  的脉冲频率为  $f_{\max} = v_{\max} / \delta = NK_v \delta / \delta = NK_v = 1000 \times 17 = 17\text{kHz}$ , 对应于  $f_{\max}$  的最小时间间隔  $T_{\min} = 1 / f_{\max} \approx 59\mu\text{s}$ , 即系统必须在该时间内通过硬件或软件完成位置检测与控制的运算。

同时, 还要考虑在允许的跟随误差  $E$  的条件下, 最高进给速度  $v_{\max}$ , 即  $v_{\max} = K_v E$ 。表 5.2-4 所示为 SINUMERIK 810 系统部分位置环伺服参数, 供参考。

表 5.2-4 SINUMERIK 810 系统伺服参数(部分)

机床数据号	含义	允许值	标准值	单位
MD252①	$K_v$ 增益	0~10 000	1666	0.01/s
MD260①	复合增益	0~64 000	2700	1000 $\mu\text{m/min}$
MD276①	加速度	0~2000	50	1000 $\mu\text{m/s}^2$
MD286①	最大进给速度	0~44 000	10 000	1000 $\mu\text{m/min}$
MD332①	轮廓监控公差带	0~32 000	1000	—

① 轴号, 0、1、2、3 分别表示第 1 轴、第 2 轴、第 3 轴和第 4 轴。

表中, 252 \* 等机床数据号是参数设置的地址值, 标准值 1666 等是该地址下的设定数据, 在机床调整过程中, 根据实际情况, 在允许值的范围内进行调整。

速度环调整的参数有测速反馈深度调整、速度环增益调整、加速度调整及零速漂移调整。

图 5.2-9 所示为 SINUMERIK 810 CNC 位置伺服监控 CRT 显示, 表 5.2-5 为监控参数的说明。

JOG	-CH1
AXIS SERVICE DATA 1	
Following error	2000
Absolute actual value	200 000
Set value	20 200
Set speed (VELO)	8192
Return value	20
Segment value	24
Contour deviation	2
Status absolute submodul	0
OFL	0

图 5.2-9 SINUMERIK 810 伺服监控 CRT 显示

表 5.2-5 SINUMERIK 810 伺服监控说明

名称	单位	说明
跟随误差 (Following error)	位控分辨率	指令位置值与实际位置之间的差值
绝对实际值 (Absolute actual value)	位控分辨率	轴的实际位置
指令值 (Set value)	位控分辨率	根据编程所指定的目标位置
指令速度 (Set speed)	VELO (1VELO= 1.22mV)	由位置偏差转换成的速度指令模拟电压
实际增量 (Return value)	位控分辨率	在每个采样周期(5ms)中, 从测量系统来经滤波后的脉冲数
指令增量 (Segment value)	位控分辨率	在每个插补周期(20ms)中, 输出到位置控制器的脉冲数
轮廓偏差 (Contour deviation)	位控分辨率	由于跟随误差的变化而引起的轮廓偏差
OFL		脉冲输入频率超过计数器频率, 则置“1”

## 2.2.3 全数字式伺服系统

### 2.2.3.1 全数字式伺服系统的构成

数控机床进给伺服系统是位置随动系统, 需要对位置和速度进行精确控制。通常需要处理位置环、速度环和电流环的控制信息。根据这些信息是用软件来处理还是用硬件处理, 可以将伺服系统分为全数字式和混合式。混合式伺服系统是位置环, 用软件控制, 速度环和电流环用硬件控制。在混合式伺服系统中, 位置环控制在数控系统中进行, 并由 CNC 插补得出位置指令值, 并由 CNC 位置采样输入实际值。用软件求出位置偏差, 经软件位置调节后得到速度指令值, 经 D/A 转换后作为速度控制单元(伺服驱动装置)的给定。通常为模拟电压(-10~+10)V。在驱动装置中, 经速度和电流调节, 经功率驱动控制伺服电动机转速及转向。

在全数字式伺服系统中, CNC 系统直接将插补运算得到的位置指令以数字信号的形式传送给伺服驱动装置, 伺服

驱动装置本身具有位置反馈和位置控制功能, 独立完成位置控制。全数字式伺服系统的组成如图 5.2-10 所示。



图 5.2-10 全数字式伺服系统

CNC 与伺服驱动之间通过通信联系, 传递如下信息: ①位置指令和实际位置; ②速度指令和实际速度; ③扭矩指令和实际扭矩; ④伺服系统及伺服电动机参数; ⑤伺服状态和报警; ⑥控制方式命令。图 5.2-11 所示为三菱 MELDAS 50 数控系统和 MR-SVJ 伺服驱动单元与伺服电动机组成的全数字式伺服系统。

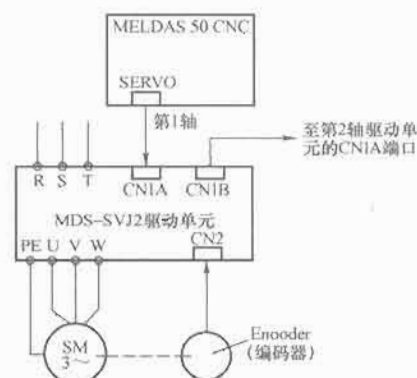


图 5.2-11 MELDAS 50 CNC 全数字式伺服系统

CNC 与驱动单元通过总线进行通信。CNC 将处理结果通过 SERVO 端口输出位置控制指令至第 1 轴驱动单元的 CN1A 端口, 伺服电动机上的脉冲编码器将位置检测信号反馈至驱动单元的 CN2 端口, 在驱动单元中完成位置控制。由于总线通信, 第 2 轴的位置控制信号由第 1 轴驱动单元上的 CN1B 端口输出至第 2 轴驱动单元上的 CN1A 口来完成。

### 2.2.3.2 全数字式伺服系统的特点

传统的伺服系统是根据反馈控制原理来设计的, 很难达到无限跟随误差控制, 亦难同时达到高速度和高精度的要求。全数字伺服系统利用计算机的硬件和软件技术, 采用新的控制方法改善系统的性能, 可同时满足高速度和高精度的要求。

(1) 系统的位置、速度和电流的校正环节 PID 控制由软件实现。

(2) 具有较高的动、静态特性。在检测灵敏度、时间温度漂移方面都优于混合式伺服系统。

(3) 引入前馈控制, 实际上构成了具有反馈和前馈的复合控制系统结构。这种系统在理论上可以完全消除系统的静态位置误差、速度、加速度误差以及外界扰动引起的误差, 即实现完全的“无误差调节”。

(4) 由于全数字伺服系统采用总线通信方式, 可极大地减少连接电缆, 便于机床安装和维护, 提高了系统可靠性。同时, 便于通过 CRT 实时监控伺服状态。

当前, 数字式交流伺服系统在数控机床的伺服系统中得到了越来越广泛的应用。和模拟式交流伺服相比, 模拟式交流伺服只能接收模拟电压指令信号, 功能上只具有简单的指示灯光显示(如伺服正常、伺服报警等), 缺乏丰富的自诊断、自测量及显示功能(如显示电流值、指令值及故障类别等), 控制参数用可调电位器调节。

数字式交流伺服可作速度、力矩和位置控制,可接收模拟电压指令信号和脉冲指令,并自带位置环,具有较丰富的自诊断、报警功能。根据不同类型的数字式交流伺服系统,各种控制参数有以下方法以数字方式设定:①通过驱动装置上的显示器和设置按键进行设定;②通过驱动装置上的通信接口和上位机通信进行设定;③通过可分离式编程器和驱动装置上的接口进行设定。

由数字式交流伺服系统发展而来的软件交流伺服系统是将各种控制方式(如速度、力矩、位置等)和不同规格、不同功率伺服电动机的数据分别赋以软件代码全部存入机内,使用时由用户设定软件代码,相关的一系列数据即自动进入工作,改变工作方式或更换电动机规格只需重设代码。通过操作显示可方便地跟踪观察和调整伺服系统的各种状态(如指令电压值、电动机电流值、负荷率、当前位置、进给速度和故障类别等)。无需外部信号,可自检、试运行,在数分钟甚至数秒钟内判断出整机的故障范围。

## 2.3 位置检测装置

### 2.3.1 旋转编码器

旋转编码器是一种旋转式测量装置,通常安装在被测轴上,随被测轴一起转动,可将被测轴的角位移转换成增量脉冲形式或绝对式的代码形式,所以有增量式和绝对式两种类型。

#### 2.3.1.1 增量式旋转编码器

常用的增量式旋转编码器为增量式光电编码器,如图 5.2-12 所示。

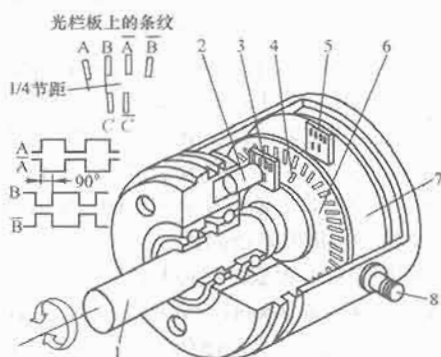


图 5.2-12 增量式光电编码器结构示意图  
1—转轴;2—LED;3—光栏板;4—零标志槽;  
5—光敏元件;6—码盘;7—印制电路板;  
8—电源及信号线连接座

光电编码器由 LED(带聚光镜的发光二极管)、光栏板、光敏码盘、光敏元件及信号处理电路(印制电路板)组成。其中,光电码盘是在一块玻璃圆盘上镀上一层不透光的金属薄膜,然后上面制成圆周等距的透光与不透光相间的条纹,光栏板上具有和光电码盘上相同的透光条纹,码盘也可由不锈钢薄片制成。当光电码盘旋转时,光线通过光栏板和光电码盘产生明暗相间的变化,由光敏元件接收。光敏元件将光信号转换成电脉冲信号。光电编码器的测量精度取决于它所能分辨的最小角度,而这与码盘圆周的条纹数有关,即分辨角

$$\alpha = \frac{360^\circ}{\text{条纹数}}$$

如条纹数为 1024,则分辨角  $\alpha = 360^\circ / 1024 = 0.352^\circ$ 。

实际应用的光电编码器的光栏板上有两组条纹 A、 $\bar{A}$  和

B、 $\bar{B}$ ,A 组与 B 组的条纹彼此错开 1/4 节距,两组条纹相对应的光敏元件所产生的信号彼此相差 90°相位,用于辨向。当光电码盘正转时,A 信号超前 B 信号 90°;当光电码盘反转时,B 信号超前 A 信号 90°,数控系统正是利用这一相位关系来判断方向的。

光电编码器的输出信号 A、 $\bar{A}$  和 B、 $\bar{B}$  为差动信号。差动信号大大提高了传输的抗干扰能力。在数控系统中,常对上述信号进行倍频处理,以进一步提高分辨率。例如,配置 2000 脉冲/r 光电编码器的伺服电动机直接驱动 8mm 螺距的滚珠丝杠,经 4 倍频处理后,相当于 8000 脉冲/r 的角度分辨率,对应工作台的直线分辨率由倍频前的 0.04mm 提高到 0.001mm。

此外,光电码盘的里圈里还有一条透光条纹 C,用于每转产生一个脉冲,该脉冲信号又称一转信号或零标志脉冲,作为测量基准。同样,该脉冲也以差动形式 C、 $\bar{C}$  输出。

#### 2.3.1.2 绝对式旋转编码器

绝对式旋转编码器可直接将被测角用数字代码表示出来,且每一个角度位置均有对应的测量代码,因此这种测量方式即使断电也能读出被测轴的角度位置,即具有断电记忆功能。

(1) 接触式码盘。图 5.2-13 所示为接触式码盘示意图。图 5.2-13 (b) 为 4 位 BCD 码盘。它在一个不导电基体上做成许多金属区使其导电,其中涂黑部分为导电区,用“1”表示,其他部分为绝缘区,用“0”表示。这样,在每一个径向上,都有由“1”、“0”组成的二进制代码。最里面的一圈是公用的,它和各码道所有导电部分连在一起,经电刷和电阻接电源正极。除公用圈以外,4 位 BCD 码盘的 4 圈码道上也都装有电刷,电刷经电阻接地,电刷布置如图 5.2-13 (a) 所示。由于码盘是与被测转轴连在一起的,而电刷位置是固定的,当码盘随被测轴一起转动时,电刷和码盘的位置发生相对变化,放电刷接触的是导电区域,则经电刷、码盘、电阻和电源形成回路,该回路中的电阻上有电流流过,为“1”;反之,若电刷接触的是绝缘区域,则不能形成回路,电阻上无电流流过,为“0”。由此可根据电刷的位置得到由“1”、“0”组成的 4 位编码,通过图 5.2-13 (b) 可看

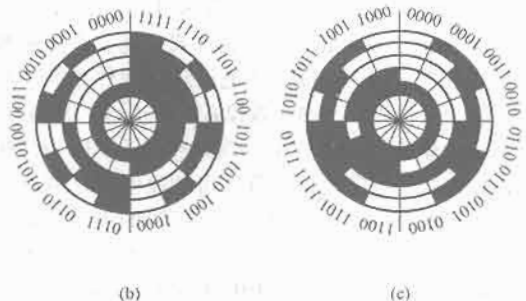
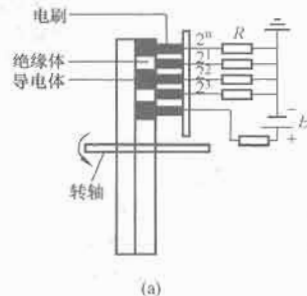


图 5.2-13 接触式码盘  
(a) 结构简图; (b) 4 位 BCD 码盘; (c) 4 位格雷码盘



出电刷位置与输出代码的对应关系。码道的因数就是二进制的位数，且高位在内，低位在外。由此可以推断出，若是  $n$  位二进制码盘，就有  $n$  圈码道，且圆周均为  $2^n$  等分，即共有  $2^n$  个数据来分别表示其不同位置，所能分辨的角度为

$$\alpha = \frac{360^\circ}{2^n}$$

$$\text{分辨率} = \frac{1}{2^n}$$

显然，位数  $n$  越大，所能分辨的角度越小，测量精度就越高。

图 5.2-13 (c) 为 4 位格雷码盘，其特点是任何两个相邻数码间只有一位是变化的，可消除非单值性误差。

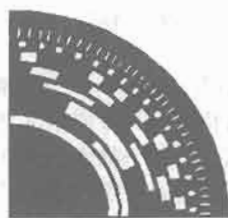


图 5.2-14 绝对式光电码盘 (1/4 圈)

(2) 绝对式光电码盘。绝对式光电码盘与接触式码盘结构相似，只是其中的黑白区域不表示导电区和绝缘区，而是表示透光区或不透光区。其中黑的区域指不透光区，用“0”表示；白的区域指透光区，用“1”表示。如此，在任意角度都有“1”、“0”组成的二进制代码。另外，在每个码道上都有一组光电元件，这样，不论码盘转到哪

一角度位置，与之对应的各光电元件受光的输出为“1”电平，不受光的输出为“0”电平，由此组成  $n$  位二进制编码。图 5.2-14 为 8 码道光电码盘示意图，表 5.2-6 为 HEIDENHAIN 公司绝对式旋转编码器部分数据。

表 5.2-6 绝对式旋转编码器数据

数据	型号	ROC424	ROQ425
位置数 (r)		$2^{12} = 4096$	$2^{13} = 8192$
测量数据		约 5.28'	约 2.64'
准确度 (bit)		$\pm 1/2$	$\pm 1/2$
数据代码		格雷码	二进制码
数据输出		SSI 接口	EnDat 接口
信号电平		TTL	TTL 和 $\sim 1V_{pp}$
电源电压 (V)		5 或 10.5~26	5
允许转速 (r/min)		6000	6000

### 2.3.2 虚拟绝对式编码器

电编码器广泛应用于交流伺服电动机的速度和位置检测。与其他检测元件相比，具有直接输出数字量信号、惯量低、低噪声、高精度、高分辨率、制作简便、成本低等优点。传统增量式光电编码器需要初始定位过程。格雷码绝对式编码器直接输出转子的绝对位置，不需要测定初始位置。但其工艺复杂、成本高、实现高分辨率、高精度困难。单码道绝对式编码器是将 M 序列图案或其他周期序列图案用排列在周围方向的多个探测元件获得绝对位置的编码器，实现了径向小型化，但是 1 节距的图案要用 1 个探测元件探测，1 节距若为  $10\mu\text{m}$  左右的高分辨率，那么不可能用一个探测元件读数，在此基础上提出了将绝对式图案的最小读数单位细分为绝对式图案或二进制图案的方法。这种方式精度虽高，但随着细分数多 1 倍，码道数也多一个，径向小型化的特征就消失了。因此提出能够测量转子的绝对位置、实现径向小型化，同时也提高分辨率的虚拟绝对式编码器。

在以往的单码道绝对式编码器的码道上加一个增量式码道，以使其成为高分辨率、高精度功能的中间内插方式的虚



图 5.2-15 虚拟绝对式编码器

拟绝对式码盘。如图 5.2-15 所示，内圈与普通增量式码盘相同，外圈根据 M 序列刻成，是个索引道，代表了绝对位置信息。如图 5.2-16 所示，对 12 位的虚拟绝对式码盘，当由增量道产生的方波脉冲发生电平变化时，对应于索引道上前一位数据的结束和新的一位数据的开始，处理单元可以对索引道

产生的数据进行新的采样。这样连续进行，直到增量道产生的方波脉冲产生 12 次电平变化，相应的触发对索引道数据

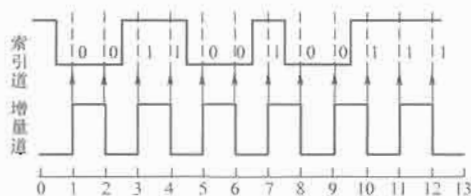


图 5.2-16 获得绝对位置的原理

的 12 次采样，得到连续的 12 位二进制数，就是当前位置的 12 位绝对位置的信息。与此同时，相邻的下一位置的 12 位绝对位置信息中的前 11 位相同，所以每相邻两个位置只有一位不相同，码盘连续旋转，每转过一圈，增量道产生的方波脉冲发生 4096 次电平变化，输出 4096 个 12 位的绝对位置信息。

采用单个光电元件接收时，编码器除了输出自然二进制位置，还同时在编码器初始化时提供了一个状态位。在出现切断供电电源、初始过程没有结束等情况时，这一位为逻辑高电平。当这些测试结束后，而且编码器也初始化了，该状态位为低电平，表明输出的位置值是有效的。虚拟绝对式编码器的机械光学部分和增量式编码器一样既简单又可靠，但是数字电子要更复杂一些，比传统的绝对式编码器要好一些。

虚拟绝对式编码器有如下优点：

- (1) 虚拟绝对式编码器最外圈采用 M 序列编码，能够得到绝对位置，提高了编码器的精度，同时具有检错和纠错的功能。
- (2) 虚拟绝对式编码器显著减小了径向尺寸。
- (3) 虚拟绝对式编码器采用磁性传感元件记录以延长电池使用寿命。
- (4) 虚拟绝对式编码器较传统的绝对式编码器显著降低了价格。
- (5) 比传统的绝对式编码器具有更高的可靠性。

M 序列绝对式编码器工作模式如下：如图 5.2-17 所示为原来 7 位 128 脉冲的绝对式编码器码盘 a 和具有相同脉冲的绝对式编码器码盘 b。a 是格雷码编码，它是将 7 条码道

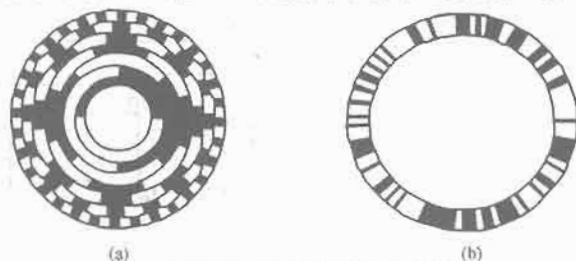


图 5.2-17 绝对式编码盘比较

(a) 格雷码编码盘；(b) 单码道编码盘

径向排开,用7个探测器检测出绝对位置。而b是把1条绝对式码道在1位的圆周方向上排列,用7个检测器检测出绝对位置。b码盘从检测器中能输出如表5.2-7所示的数据。该数据虽然不是按位置进行升序排列,但从数据可以知道脉冲码盘绝对位置,这样的编码称M序列。计算机运行错误可能产生任意脉冲周期序列信号。

表 5.2-7 M 序列绝对式编码器的输出

读出数据 (二进制)	(十进制)	位置信息
1 0 0 0 0 0 0	64	0
1 1 0 0 0 0 0	96	1
0 1 1 0 0 0 0	48	2
0 0 1 1 0 0 0	24	3
1 0 0 1 1 0 0	76	4
1 1 0 0 1 1 0	102	5
0 1 1 0 0 1 1	21	6
1 0 1 1 0 0 1	89	7
1 1 0 1 1 0 1	109	8
0 1 1 0 1 1 0	54	9
1 0 1 1 0 1 1	91	10
0 1 0 0 0 1 0	34	11
1 1 0 0 1 0 1	101	12
⋮	⋮	⋮

产生4次M序列的原始既约多项式是:

$$P(x)=x^4+x^3+x^0$$

如图5.2-18所示,原始既约多项式用4次方的例子展示了绝对式图案的产生方法。X方向的数字代表横轴。给一个初值0001,左边第1项和第4项异或得到第5项,第2项和第5项异或得到第6项,以此类推,产生具有周期是15的图案。连续4位的值完全不同,这显示了M序列的窗口性。因为这样,用这个M序列产生的脉冲数只限于为 $2^n-1$ ,但是很难应用于工业实用化,因此在连续产生 $n-1$ 个“0”时,再追加一个0就能够形成 $2^n$ 个脉冲,因为这样输出值则显示绝对位置是升序的。表5.2-5所示位置把ROM作为对照表,能够得到关于旋转轴位置升序排列的数据。



图 5.2-18 绝对图案的产生方法

前面所叙述的图案是由M序列产生的,除此之外,通过计算机运行错误也能产生一个码道的绝对图案所用的周期序列,通过比较可知,M序列是伪随机信号,没有什么规律,但计算机所产生的图形能看出像算法一样的规律性。算法的初值是给10个“0”,第11个数据也给“0”,这里得出数字的值和以前得出数字的值进行比较,如果相等,则这一个数据就改成“1”,即把以前的数据加上1。改完之后,再把得到的数据与以前的数据比较,如果不相等,就确定该位为“1”,下面的数字就按照此法进行,直到产生 $2^n$ 个

二进制数据。在这里和以前的数字一致时,返回看这个要改变的数字,变更后,再让它前进1024个脉冲,则和连续位图形产生不同,因计算机产生图形的开始部分很多是连续出现0。

为了减少控制器与位置反馈单元之间的连线数目,信息的传递采用两根线的串行方式。发送端和接收端的同步靠信息脉冲串之前的同步脉冲串来实现。

伺服系统中控制器与位置反馈单元之间的接口设计应在保证速度的前提下,着重提高抗干扰能力,减少传输过程中出现的误码。提高传输过程中的抗干扰能力可以从以下几方面考虑:

- (1) 采用数字量传输而非模拟量。
- (2) 采用电平的变化而非电平本身来表示信息。
- (3) 收、发同步。

串行同步的曼彻斯特编码(Manchester Code)正是满足这些要求的一种传输方法。曼彻斯特编码自带同步信息,用电平跳变而不是电平本身来传递信息,抗干扰能力较强。我们设计的编码器处理电路的输出数据传输采用了曼彻斯特编码。

曼彻斯特编码的实现可以是硬件的,也可以是软件的。为了提高处理速度,尽量减少反馈回路延时,同时考虑到电路的可扩展性和重构能力,编码器处理电路中的曼彻斯特编码、解码由CPLD实现。该曼彻斯特编码、解码电路由可编程逻辑器件CPLD实现。

工业控制总线、计算机网络系统的通信任务是传送数据或数据化的信息。这些数据通常以离散的二进制0、1序列的方式表示。码元是所传输数据的基本单位。在总线与网络通信中所传输的大多为二代码,它的每一位只能在1或0两个状态中取一个。

Manchester编码是一种常用的基带信号编码。它具有内在的时钟信息,因而能使网络上的每一个系统保持同步。在曼彻斯特编码中,时间被划分为等间隔的小段,其中每小段代表一位数据。每一小段时间本身又分为两半,前半段时间段所传信号是该时间段传送比特值的反码,后半段时间段传送的是比特值本身。可见在一个时间段内,其中间点总有一次信号电平的变化,因此携带有信号传送的同步信息,而不需另外传送同步信号。

Manchester编码应用广泛,有多种网络通信控制芯片中集成有Manchester编码器和Manchester解码器,也有专门的Manchester编码和解码芯片。这些芯片的共同特点是:编码和解码基于PLL(锁相环)实现,电路复杂。

Manchester编码器的基本功能是将CPU输出的数据信号与时钟信号整合为单一的Manchester编码形式的输出数据信号,Manchester解码器的基本功能是将Manchester编码形式的输入数据信号分解为数据信号与时钟信号,以便CPU或DSP、MCU等处理单元读取。

Manchester编码器如图5.2-19所示,由多路数字量开关

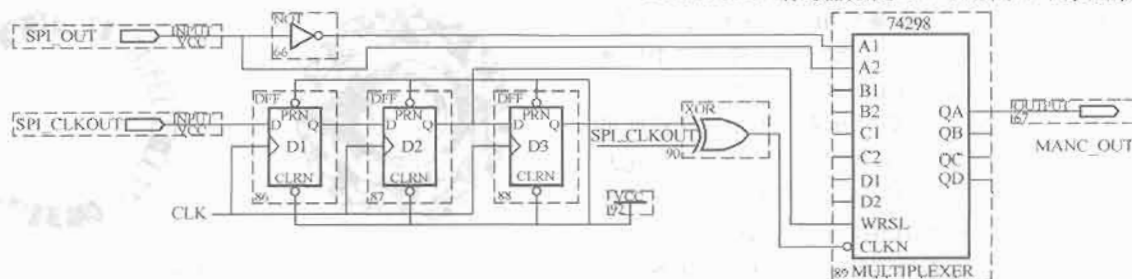


图 5.2-19 Manchester 编码器电路图

关 74298 和 3 个 D 触发器等器件构成。在图 5.2-19 中, SPI\_OUT 为 CPU 输出的数据信号, SPI\_CLKOUT 为 CPU 输出的占空比为 50% 的时钟信号, MANC\_OUT 为编码器输出的 Manchester 编码形式的数据信号。CLK 是高频时钟, 其频率应为 SPI\_CLKOUT 的 10 倍。例如, SPI\_CLKOUT 频率为 4MHz, 则 CLK 频率为 40MHz。

Manchester 编码器工作原理为: SPI\_OUT 及其反相信号分别连接到 74298 的输入端; 任意时刻, 74298 的输出即 MANC\_OUT 是这两个输入信号中的一个。对两个输入信号的选择由 SPI\_CLKOUT 来实现: 当 SPI\_CLKOUT 为低电平时, 选择 SPI\_OUT 的反相信号作为输出信号; 当 SPI\_CLKOUT 为高电平时, 选择 SPI\_OUT 作为输出信号。由于时钟信号 SPI\_CLKOUT 的占空比为 50%, 高、低电平各占半个周期, 于是输出信号实现了 Manchester 编码。为消除 SPI\_CLKOUT 与 SPI\_OUT 信号边沿不同步对编码器性能的影响, 用于输出选择的 SPI\_CLKOUT 信号延迟了 2 个 CLK 周期 (由 D1 和 D2 两个 D 触发器实现), 而用作 74298 同步时钟的 SPI\_CLKOUT 信号则延迟了 3 个 CLK 周期 (由 D1、D2 和 D3 实现)。

Manchester 解码器如图 5.2-20 所示, 由 6 个 T 触发器和 2 个 D 触发器等器件构成。在图 5.2-25 中, MANC\_IN 为输入的 Manchester 编码形式的数据信号, SPI\_CLKIN 为解码器输出的时钟信号, INIT 为 Manchester 解码器的初始化输入信号。

Manchester 解码器的工作原理如表 5.2-8 “Manchester 解码器时序” 所示。INIT 的下降沿将 Manchester 解码器初始化为一个确定的状态, 随后的 INIT 上升沿及 CLK 下降沿使 Manchester 解码器处于等待接收输入数据的状态, 如表 5.2-8 中的步骤 1~4 所示。

当输入信号 MANC\_IN 发生变化时, Manchester 解码器按表 5.2-8 中的步骤 5~14 所示连续变化, 实现了 Manchester 解码, 得到的输出信号 SPI\_CLKIN 是与输入信号 MANC\_IN 同步的时钟信号。当一个周期完成时, Manchester 解码器自动恢复到等待接收输入数据的状态, 准备接收 MANC\_IN 的下一变化。

表 5.2-8 中的步骤 5~14 给出的是 MANC\_IN 发生由高到低变化时的时序。当 MANC\_IN 发生由低到高的变化时, 只需将表中的 T1 与 T2 两列互换即可得到相应的变化时序。

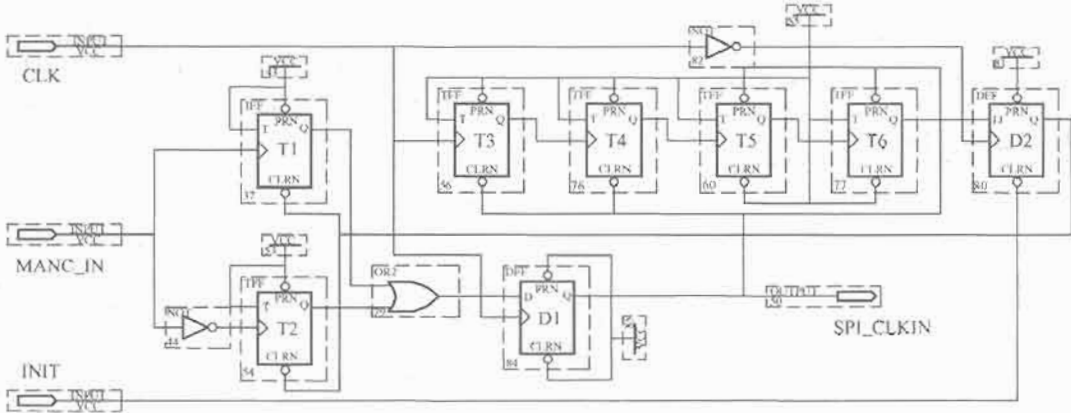


图 5.2-20 Manchester 解码器电路图

表 5.2-8 Manchester 解码器时序

序号	输入信号状态	触发器输出信号状态							
		T1	T2	D1	T3	T4	T5	T6	D2
1	INIT	L	L	x	x	x	x	x	L
2	CLK	L	L	L	L	L	H	H	L
3	INIT	L	L	L	L	L	H	H	L
4	CLK	L	L	L	L	L	H	H	H
—	CLK	触发器输出状态维持不变, 等待 MANC_IN 变化							
5	MANC_IN	L	H	L	L	L	H	H	H
6	CLK	L	H	H	L	L	H	H	H
7	CLK	L	H	H	H	H	L	H	H
8	CLK	L	H	H	L	H	L	H	H
9	CLK	L	H	H	H	L	L	H	H
10	CLK	L	H	H	L	L	L	H	H
11	CLK	L	H	H	H	H	H	L	H
12	CLK	L	L	H	H	H	H	L	L
13	CLK	L	L	L	L	L	H	H	L
14	CLK	L	L	L	L	L	H	H	H
—	CLK	触发器输出状态维持不变, 等待 MANC_IN 变化							

实例中 Manchester 编码数据传输的波特率为 4Mb/s, CLK 为 40MHz; 用于实现 Manchester 编码器和 Manchester 解码器的 CPLD 芯片为 EPM7032AETC。CPLD 芯片的资源使用情况如表 5.2-9 所示。

表 5.2-9 Manchester 编码器和 Manchester 解码器的资源使用情况

芯片	输入 引脚	输出 引脚	双向 引脚	逻辑 单元	扩展功 能单元	资源 占用率
EPM7032AETC						
使用数目	5	2	0	12	2	37.5%
总数	36	32	32	32	32	—

EPM7032AETC 的资源(逻辑单元)占用率仅为 37.5%。

其中编码电路实现对输出信息的曼彻斯特编码, 解码电路提取输入信息的时钟信号用于 DSP-SPI 通讯口的时钟输入。图 5.2-19 和 5.2-20 给出了曼彻斯特编码、解码的 CPLD 编程电路图, 图 5.2-21 给出了经过 CPLD 处理的 SPI 输出、输入信号实测波形。

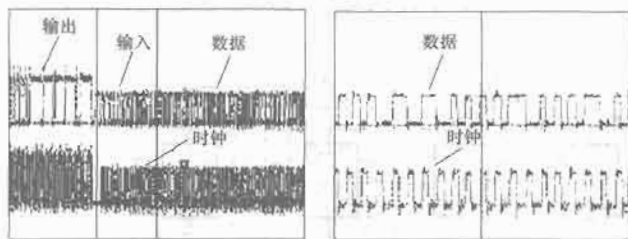


图 5.2-21 Manchester 编码输出、输入信号

### 2.3.3 编码器在数控机床中的应用

(1) 位移测量。编码器杆数控机床用于工作台或刀架的直线位移测量, 有两种安装方式: 一是和伺服电动机回转轴连接在一起(称为内装式编码器)、伺服电动机再和滚珠丝杠连接, 编码器在进给传动链的前端, 如图 5.2-22(a)所示; 二是编码器连接在滚珠丝杠末端(称为外装式编码器), 如图 5.2-22(b)所示。出于后者包含的进给传动链误差比前者多, 因此, 在半闭环伺服系统下, 后者的位置控制精度比前者高。

由于增量式光电编码器每转过一个分辨角就发出一个脉冲信号, 因此, 根据脉冲的数量、传动比及滚珠丝杠螺距即可得出移动部件的直线位移量。如某带光电编码器的伺服电动机与滚珠丝杠直联(传动比 1:1), 光电编码器 1024 脉冲/r, 丝杠螺距 8mm, 在数控系统位置控制中断时间内计数 1024 脉冲, 则在该时间段里, 工作台移动的距离为  $1/1024 \text{ r/脉冲} \times 8 \text{ mm/r} \times 1024 \text{ 脉冲} = 8 \text{ mm}$ 。

在数控回转工作台, 通过在回转轴末端安装编码器, 可直接测量回转工作台的角位移。

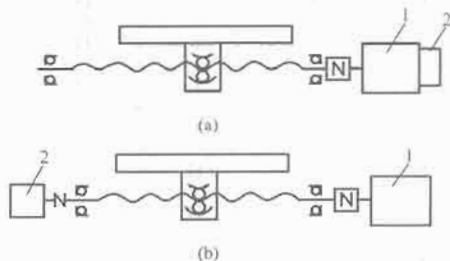


图 5.2-22 编码器的安装方式

(a) 内装式; (b) 外装式  
1—伺服电动机; 2—编码器

(2) 主轴控制。当数控机床主轴安装有编码器后, 则该主轴具有 C 轴插补功能。主轴编码器的安装部位见图 5.2-22(序号 2)。

1) 主轴旋转与坐标轴进给的同步控制。在螺纹加工中, 为了保证切削螺纹的螺距, 必须有固定的起刀点和退刀点。安装在主轴上的光电脉冲编码器在切削螺纹时主要解决两个问题:

① 通过对编码器输出脉冲的计数, 保证主轴每转一周, 刀具准确地移动一个螺距(导程)。

② 一般的螺纹加工要经过几次切削才能完成, 每次重复切削时, 开始进刀的位置必须相同。为了保证重复切削不乱牙, 数控系统在接收到光电编码器中的一转脉冲后才开始螺纹切削的计算。

2) 恒线速切削控制。车床和磨床进行端面或锥形面切削时, 为了使加工表面粗糙度  $R_a$  保持一定的数值, 要求刀具与工件接触点的线速度为恒值。随着刀具的径向进给及切削直径的逐渐减小或增大, 应不断提高或降低主轴转速, 保持切削速度  $v$  为常值, 即

$$v = 2\pi Dn$$

式中:  $v$  为切削速度;  $D$  为工件切削直径;  $n$  为主轴转速。

工件切削直径  $D$  随刀具进给不断变化, 由位置检测装置, 如光电编码器检测获得。上述数据经软件处理后即得主轴转速, 转换成速度控制信号后至主轴驱动装置。

3) 主轴定向控制。通过安装在主轴或主轴电动机上的编码器, 实现加工中心换刀或退刀时的主轴定向准停控制。具体内容见第 5 章第 3 节。

(3) 测速。光电编码器输出脉冲的频率与其转速成正比, 因此, 光电编码器可代替测速发电机的模拟测速而成为数字测速装置。数字测速方法有: M 法测速、T 法测速和 M/T 法测速。

1) M 法测速。根据在一定的时间间隔  $T_c$  内, 编码器所产生的脉冲数来确定速度, 这种方法称为 M 法测速。

若编码器每转产生  $N$  个脉冲, 在  $T_c$  时间内有  $m_1$  个脉冲产生, 则转速 ( $\text{r/min}$ ) 为

$$n = 60m_1 / NT_c$$

2) T 法测速。用编码器所产生的相邻两个脉冲之间的时间来确定被测速度的方法称为 T 法测速, 用已确定的频率  $f_c$  作为时钟, 填充两个相邻脉冲之间的脉冲数为  $m_2$ , 则转速 ( $\text{r/min}$ ) 为

$$n = 60f_c / Nm_2$$

3) M/T 法测速。上述两种测速方法的综合即为 M/T 法测速。其中,  $T$  为  $T_c$  (M 法测速) 之后再输出的第一个脉冲为止的检测时间。设  $T$  时间内编码器产生  $m_1$  个脉冲, 时钟  $f_c$  的脉冲数为  $m_2$ , 则转速 ( $\text{r/min}$ ) 为

$$n = 60f_c m_1 / Nm_2$$

利用光电编码器的脉冲信号进行速度反馈时, 脉冲信号需经过频率—电压转换器 (F/V) 转换成正比于频率的电压信号。

(4) 在交流伺服电动机中的应用。数控机床进给驱动用的交流伺服电动机为三相交流永磁同步电动机。交流伺服电动机中的光电编码器有三个作用: ①检测电动机转于磁极相对于定子绕组的角度位置, 从而使控制电路发出相应的对称三相信号, 驱动电路根据这样的三相信号驱动定子三相绕组, 使电动机运转; ②通过频率/电压 (F/V) 转换电路, 提供速度反馈信号; ③检测角位移, 提供位置反馈信号, 实现位置伺服控制。





图 5.2-23 卧式加工中心参考点

(5) 零标志脉冲用于回参考点控制。数控机床采用增量式的位置检测装置时,在接通电源后要做回参考点的操作。这是因为机床断电后,系统就失去了对各坐标轴位置的记忆,所以在接通电源后,必须让各坐标轴回到机床某一固定点上,这一固定点就是机床坐标系的原点或零点,也称机床参考点。使机床回到这一固定点的操作称为回参考点或回零操作。参考点位置是否正确与检测装置中的零标志脉冲有相当大的关系。图 5.2-23 所示为一卧式加工中心机床参考点相对机床工作台中心位置的示意图,图 5.2-24 所示为回参考点的实现方式。

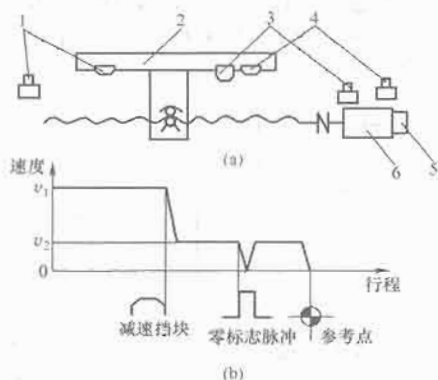


图 5.2-24 回参考点方式

(a) 挡块位置; (b) 回参考点实现控制

1—左限位挡块及行程开关; 2—工作台; 3—减速挡块及行程开关; 4—右限位挡块及行程开关; 5—编码器; 6—伺服电动机

在回参考点操作时,数控机床坐标轴先以快速 $v_1$ 向参考点方向运动,当挡块碰到行程开关(又称减速开关或参考点开关)后,坐标轴再以慢速 $v_2$ 趋近参考点,当编码器产生零标志信号(一转脉冲信号)后,坐标轴再移动一段距离而停止于参考点。运动速度 $v_1$ 、 $v_2$ 和移动距离由机床数据来设定。

## 2.4 位置控制

数控机床进给伺服系统是位置随动系统,需要对位置和速度进行精确控制,是通过对位置环、速度环、电流环的控制来实现的。位置环和速度环(电流环)是紧连的,速度环的给定值,就是来自位置环。而位置环的输入一方面有来自轮廓插补器在每一个插补周期内插补运算输出的位置指令;另一方面有来自位置检测元件测得的机床移动部件的实际位置信号。插补得到的指令位移和位置检测元件得到的机床移动部件的实际位移在位置比较器中进行比较,得到位置偏差,位置控制单元再根据速度指令的要求及各环节的放大倍数(称增益)对位置数据进行处理,把处理的结果送给速度环,作为速度环的给定值。其控制过程简图见图 5.2-25。

根据对位置环、速度环和电流环的控制是用软

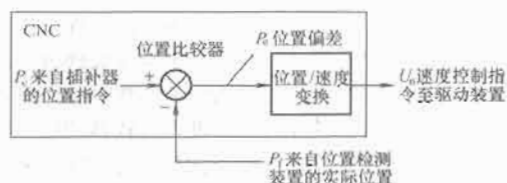


图 5.2-25 位置控制原理

件还是硬件来实现,可将伺服系统分为混合式伺服系统和全数字式伺服系统。混合式伺服系统是通过软件实现位置环控制,通过硬件实现速度环和电流环的控制,是一种软硬结合、数字信号和模拟信号结合的混合系统。对于混合式伺服系统,根据位置比较方式的不同,分为数字-脉冲比较伺服系统、相位比较伺服系统和幅值比较伺服系统。全数字伺服系统是用计算机软件实现数控系统中位置环、速度环和电流环的控制,即系统中的控制信息全用数字量处理。在全数字系统中,各种增益常数可根据外界条件的变化而自动更改,保证在各种条件下都是最优值,因而控制精度高、稳定性好。全数字系统对提高速度环、电流环的增益,实现前馈控制、自适应控制等都是十分有利的。

### 2.4.1 相位比较伺服系统

相位比较伺服系统,是数控机床中常用的一种伺服系统。其特点是将指令脉冲信号和位置检测反馈信号都转换为相应的同频率的某一载波的不同相位的脉冲信号,在位置控制单元进行相位的比较,它们的相位差就反映了指令位置与实际位置的偏差。

相位比较伺服系统的位置检测元件采用旋转变压器、感应同步器或磁栅,这些装置工作在相位工作状态。由于旋转变压器,感应同步器和磁栅的检测信号为电压模拟信号,同时这些装置还有励磁信号,故相位比较首先要解决信号处理的问题,即怎样形成指令相位脉冲和实际相位脉冲,主要由脉冲调相器及滤波、放大、整形电路来实现。相位比较的实质是脉冲相位之间超前或滞后关系的比较,相位比较由鉴相器实现。图 5.2-26 所示是一个采用感应同步器作为位置检测元件的相位比较伺服系统原理框图。

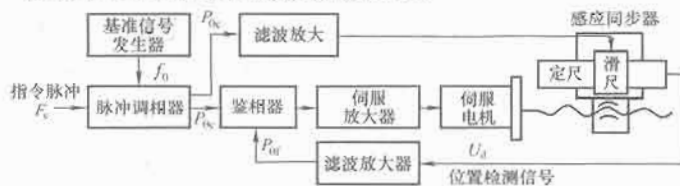


图 5.2-26 相位比较伺服系统原理框图

### 2.4.2 幅值比较伺服系统

幅值比较伺服系统是以位置检测信号的幅值大小来反映机械位移的数值,并以此作为位置反馈信号与指令信号进行比较构成的半闭环控制系统,简称幅值比较伺服系统。

如图 5.2-27 所示是一个采用旋转变压器作为位置检测元件的幅值比较伺服系统原理框图,其由鉴幅器和电压频率变换器组成的位置测量信号处理电路、比较器、励磁电路、伺服放大器和伺服电动机共五部分组成。该系统与相位伺服

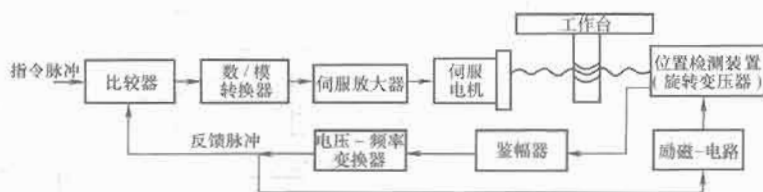


图 5.2-27 幅值比较伺服系统框图

系统相比,最显著的区别是所用的位置检测元件工作在幅值工作方式,除感应同步器外,旋转变压器和磁栅都可用于幅值比较伺服系统。另外,比较器比较的是数字脉冲量,不是相位信号,所以不需要基准信号。进入比较器的脉冲信号有两路,一路是来自数控装置的指令脉冲,另一路是来自测量信号处理电路的反馈脉冲,两路脉冲信号在比较器中直接进行脉冲数量的比较。其工作原理是位置检测装置将测量出的实际位置转换成测量信号幅值的大小,再通过测量信号处理电路,将幅值的大小转换成反馈脉冲频率的高低。一路反馈脉冲信号进入比较器,与指令脉冲信号进行比较,从而得到位置偏差,经D/A转换、伺服放大后作为驱动伺服电动机的信号,伺服电动机带动工作台移动,直到比较器输出信号为零时停止;另一路反馈脉冲信号进入励磁电路,控制产生幅值工作方式的励磁信号。

在幅值比较伺服系统中,鉴幅器即是解调电路,主要是由低通滤波器、放大器和检波器组成。它的功能是对位置测量元件输出的代表工作台实际位移的电压信号进行滤波、放大、检波、整流,变成正、负与工作台移动方向相对应、幅值与工作台位移成正比的直流电压信号。

电压频率变换器的作用是根据输入的电压值,产生相应的脉冲。输入电压为正时,输出正向脉冲,输入为0时,不产生任何脉冲。因此,调幅后输出的模拟电压经电压频率变换器后转换成相应的脉冲序列,该脉冲序列的频率与直流电压的电平高低成正比。电压频率变换器的输出一方面作为工作台的实际位移送入比较器,另一方面作为励磁信号送入励磁电路。

励磁电路的任务是根据电压频率变换器输出脉冲的多少和方向,生成测量元件所需的励磁电压信号  $U_m = U_m \sin \alpha \sin \omega t$  和  $U_c = U_m \cos \alpha \sin \omega t$ ,其中电气角  $\alpha$  的大小由脉冲得多少和方向决定。 $U_m$  和  $U_c$  的频率及周期根据要求可用基准信号的频率和计数器的位数调整、控制。

当采用感应同步器为位置检测元件时,在幅值比较过程中,工作台不断移动,通过变换反馈脉冲不断产生,经脉冲比较得到偏差脉冲,直至指令脉冲等于反馈脉冲、偏差脉冲为零,工作台停止在指令要求的位置上。对旋转变压器而言,在幅值比较时,丝杠有一定的角位移增量即产生一定的反馈脉冲,其他同感应同步器。

### 2.4.3 数字脉冲比较伺服系统

数字脉冲比较伺服系统结构比较简单,常采用光电编码器、光栅作位置检测装置,以半闭环的控制结构形式构成的数字脉冲比较伺服系统较为普遍。

图5.2-28所示为数字脉冲比较伺服系统的半闭环控制原理框图,其采用光电编码器作为位置检测装置。数字脉冲比较伺服系统的特点是指令脉冲信号与位置检测装置的反馈脉冲信号在比较器中是以脉冲数字的形式进行比较。

数字脉冲比较伺服系统的工作原理如下:当数控系统要求工作台向一个方向进给时,经插补运算得到一系列进给脉冲作为指令脉冲  $P_c$ ,其数量代表了工作台的指令进给量,频率代表了工作台的进给速度,方向代表了工作台的进给方向。以增量式光电编码器为例,当光电编码器与伺服电动机



图 5.2-28 半闭环数字脉冲比较系统原理框图

及滚珠丝杠直联时,随着伺服电动机的转动,编码器测得的角位移量经脉冲处理后输出反馈脉冲  $P_f$ ,脉冲的频率将随转速的快慢而升降。指令脉冲  $P_c$  与反馈脉冲  $P_f$  在数字脉冲比较器中比较,取得偏差信号  $P_e$ ;位置偏差  $P_e$  经D/A转换(全数字伺服系统不经D/A转换)、伺服放大后送入伺服电动机,驱动工作台移动。

数字脉冲比较电路的基本组成有两个部分:一是脉冲分离电路,二是可逆计数器,见图5.2-29。应用可逆计数器实现脉冲比较的基本要求是:当输入指令脉冲为正  $P_{c+}$  或反馈脉冲为负  $P_{f-}$  时,可逆计数器作加法计数器;当指令脉冲为负  $P_{c-}$  或反馈脉冲为正  $P_{f+}$  时,可逆计数器作减法计数。在脉冲比较过程中值得注意的问题是,指令脉冲  $P_c$  和反馈脉冲  $P_f$  到来的时刻可能错开或重叠。当这两路计数脉冲先后到来并有一定时间间隔时,则计数器无论先加后减,或先减后加,都能可靠的工作。但是,如果两路脉冲同时进入计数器的输入端,则计数器的内部操作可能会因为脉冲的“竞争”而产生误动作,影响脉冲比较的可靠性。为此,必须在指令脉冲与反馈脉冲进入可逆计数器之前,进行脉冲分离的处理。脉冲分离电路是由硬件逻辑电路保证先作加法计数,然后经过几个时钟的延时再作减法计数,这样可保证两路计数脉冲信号均不会丢失。

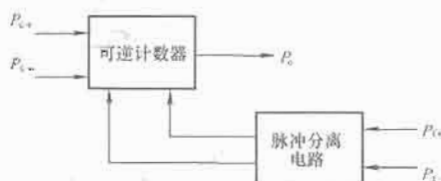


图 5.2-29 数字脉冲比较器的基本组成

当采用绝对式编码器作为检测元件时,通常情况下,先将位置检测装置的反馈信号进行处理,经数码—数字转换后变成数字脉冲信号,再与指令脉冲信号进行比较。

## 3 数控机床的发展趋势

### 3.1 电主轴的高速化和一体化

当前,世界数控技术及其装备发展趋势之一是高速、高效、高精度。从20世纪80年代开始,由于数控机床的主轴、进给系统等功能部件的突破,数控机床的主轴转速和进给速度都大幅度提高,制造技术获得全面进步,这使得金属切削加工进入了高速切削的新阶段。20世纪90年代以来,欧、美、日各国争相开发应用新一代高速数控机床,加快机床高速化发展步伐。高速电主轴单元转速在30000r/min(有的高达  $1 \times 10^5$  r/min)以上;工作台的移动速度(进给速度):在分辨率为  $1 \mu\text{m}$  时,在100m/min(有的到200m/min)以上;在分辨率为  $0.1 \mu\text{s}$  时,在24m/min以上。

为了实现高速、高精加工,与之配套的功能部件如大功率高速电主轴、高加/减速度直线电机驱动进给部件以及高性能控制系统得到了快速的发展,应用领域进一步扩大。

超高速加工是继数控技术之后,使制造技术产生第二次革命性飞跃的一项高新技术。超高速机床是实现超高速加工的物质基础,而高速主轴单元则是超高速机床的“核心”部件,它的性能直接决定了机床的超高速加工性能。最佳适合高速运转的主轴形式是将主轴电动机的定子、转子直接装入主轴组件的内部,形成电主轴,实现机床主轴系统的一体化、“零传动”。电主轴具有结构紧凑、重量轻、惯性小、动态特性好等优点,并可改善机床的动平衡,避免振动和噪

声,在超高速切削机床上得到了广泛的应用。

电主轴的工作转速极高,这对其结构设计、制造和控制提出了非常严格的要求,并带来了一系列技术难题,如主轴的散热、动平衡、支承、润滑及其控制等。在实际应用中,必须妥善解决这些技术难题,才能确保电主轴高速运转和精密加工的可靠性。

高速一体化电主轴融合的技术主要包括:

(1) 高速电动机技术。电主轴是电动机与主轴融合在一起的产物,电动机的转子即为主轴的旋转部分,理论上可以把电主轴看作一台高速电动机。关键技术是高速下的动平衡。

(2) 高速轴承技术。电主轴通常采用复合陶瓷滚动轴承,耐磨耐热,寿命是传统轴承的几倍;有时也采用电磁悬浮轴承或静压轴承,内外圈不接触,理论上寿命无限。

(3) 油雾润滑。电主轴的润滑一般采用定时定量油气润滑;也可以采用脂润滑,但相应的速度要打折扣。所谓定时,就是每隔一定的时间间隔注一次油。所谓定量,就是通过一个叫“定量阀”的器件,精确地控制每次润滑油的流量。而油气润滑,指的是润滑油在压缩空气的携带下,被吹入陶瓷轴承。油量控制很重要,太少,起不到润滑作用;太多,在轴承高速旋转时会因油的阻力而发热。

(4) 冷却装置。为了尽快给高速运行的电主轴散热,通常对电主轴的外壁通以循环冷却剂,冷却装置的作用是保持冷却剂的温度。

(5) 内置脉冲编码器。为了实现自动换刀以及刚性攻螺纹,电主轴内置一个脉冲编码器,以实现准确的相角控制以及与进给的配合。主轴系统所用的位置编码器分辨率也已达到 360 000 p/r。

(6) 高频变频装置。要实现电主轴每分钟几万甚至几十万转的转速,必须用一个高频变频装置来驱动电主轴的内置高速电动机,变频器的输出频率必须达到上千或几千 Hz。

当前高速高精加工机床一般都使用矢量控制的变频驱动电主轴,常内置一个脉冲编码器,以实现准确的相位控制以及与进给的准确配合,电动机定子和主轴轴承用恒温水循环冷却。所使用的主轴轴承主要是定时定量油气润滑的高精度陶瓷球角接触球轴承,转速不太高的机床也有采用脂润滑的。主轴与刀具的接口以适合高速加工的 HSK 等接口为主,但也可选择传统的 7:24 锥孔。对精度的要求,主轴径向跳动小于  $2\mu\text{m}$ ,轴向窜动小于  $1\mu\text{m}$ ,轴系不平衡度达到 G0.4 级。预计在 2010 年前,油气润滑的陶瓷球轴承电主轴依然是主流,空气静压轴承、电主轴和磁悬浮轴承电主轴仍会比较少。

主轴传动用电动机和进给传动一样,经历了从普通三相异步电动机传动到直流主轴传动,而随着微处理器技术和大功率晶体管技术的进展,现在又进入了交流主轴伺服系统的时代,目前已很少见到在数控机床上使用直流主轴伺服系统了。

当代电主轴所使用的电动机,不仅有异步交流感应电动机,还有永磁同步电动机,后者在相同功率下,外形尺寸较小,且转子为永久磁铁不发热。

高速主轴单元技术在一些工业发达国家已经发展到较高水平,并被广泛应用于高速机床行业,已经产生了巨大的经济效益。为了满足国内发展高速、高精度数控机床的需求,在“九五”期间通过攻关,我国开发出了主轴功率为 2.5~29kW、扭矩为 4~86N·m、能应用于数控机床和加工中心的电主轴,并且已装备了部分国产数控机床。但是从总体上

讲,国产的电主轴和国外产品相比较,性能、品种和质量都有较大差距,所以目前国产的高转速、高精度数控机床和加工中心所用的电主轴,仍然主要从国外进口。而高速电主轴单元技术是制约我国超高速加工技术的瓶颈。为了赶上高速加工技术发展的潮流,我国正在不断加大对超高速加工关键技术部件——电主轴单元的研究力度。目前,国家高效磨削工程技术研究中心承担了国家“十五”攻关计划课题“高速主轴单元的研究开发与应用”,正在为提升我国的电主轴单元技术水平而不断努力。

### 3.2 直线电动机直接驱动进给技术

高速高精加工机床的进给驱动,主要有传统的“旋转伺服电动机+精密高速滚珠丝杠”和新型的“直线电动机直接驱动”两种类型。

滚珠丝杠由于工艺成熟,应用广泛,不仅精度较高(ISO3408 1 级),而且实现高速化的成本也相对较低,所以迄今仍为许多高速加工机床所采用。当前使用滚珠丝杠驱动的高速加工机床最大移动速度 90m/min,加速度 1.5g。但滚珠丝杠毕竟是机械传动,从伺服电动机到移动部件间有一系列机械元件,势必存在弹性变形、摩擦和反向间隙,相应造成运动滞后和其他非线性误差,目前滚珠丝杠副的移动速度和加速度已提高较多,再进一步提高的余地有限。自 1993 年,在机床进给上开始应用直线电动机直接驱动,它是高速高精加工机床特别是其中的大型机床更理想的驱动方式。目前使用直线电动机的高速高精加工机床最大快移速度已达 208m/min,加速度 2g (Mazak 的 HMCF3-660L 加工中心的水平),并且还有发展余地。

与滚珠丝杠传动相比,直线电动机直接驱动的优点是:

(1) 高刚度。直线电动机直接和负载连接,没有间隙,有更高的动态刚度。

(2) 更宽的速度范围。现代电动机技术,很容易实现宽调速,速度变化范围可达 1:10 000 以上。例如,美国科尔摩根公司 DDL 永磁直线电动机高速大于 5m/s,低速 1μm/s。

(3) 加速特性好、运动惯量小、有更高动态响应性能。

(4) 运行平稳,位置精度高(基本上取决于位置反馈检测元件)。

(5) 无行程限制。

(6) 采用模块结构,可接长适应不同行程要求。

(7) 采用直线电动机直接驱动。

(8) 省去了一切中间机械传动,从根本上减小了机械磨损与传动误差,减少维护工作。

(9) 轨迹误差小,高速下可获得良好的定位精度。直线电动机直接驱动的优点正好弥补滚珠丝杠传动的不足,与滚珠丝杠传动相比,其速度提高 30 倍,加速度提高 10 倍,最大达 10g,刚度提高 7 倍,最高响应频率达 100Hz。

直线电动机直接驱动也存在一些缺点和问题,除控制难度大(中间没有缓冲环节和存在端部效应)外,还存在强磁场对周边产生磁干扰,影响滚动导轨副的寿命,同时给排屑、装配、维修带来困难,以及发热大、散热条件差。需解决散热、隔磁、足够的推力、自锁和移动部件轻量化等方面的问题,才能在机床上实际应用,同时成本较高也影响其推广应用。目前这些问题都已得到不同程度的解决,采用者愈来愈多。交流直线伺服电动机也有感应(异步)式和同步式两大类,同步式(次级为永久磁钢)由于效率高、推力密度大、可控性好等优点,尽管其对隔磁防尘要求较高和装配较



困难,现在也已成为机床用直线电动机的主流。例如,美国 Ingersoll 铣床公司生产的 HVM800 高速卧式加工中心, X、Y、Z 三轴都采用永磁同步直线伺服电动机,最大进给速度可达 76.2m/min,最大加速度 1.5g。

在高速高精加工机床领域,直线电动机驱动和滚珠丝杠驱动虽然还会并存相当长一段时间,但总的趋势是直线电动机驱动所占比重会愈来愈大,将来很有可能成为此种机床进给驱动的主流。现在世界各国的知名机床制造商(比如以发展滚珠丝杠驱动闻名于世的日本 Mazak 公司和韩国的大宇公司)都纷纷推出直线电动机驱动的机床,而德国的 DMG 公司,2001 年便已销售装有直线电动机的机床约 1000 台。种种迹象表明,直线电动机驱动在高速高精加工机床上的应用已进入加速增长期。

### 3.3 人工智能控制技术的应用

智能控制的产生来源于被控系统的高度复杂性、高度不确定性及人们要求越来越高的控制性能。智能控制是传统控制发展的高级阶段,它是当代科学技术高度分化而又走向高度综合的重要产物。智能控制系统的核心集中在“智能上”,而智能只能靠模拟人类的智能。因此,模拟人类模糊逻辑思维的模糊集合论、模拟人的大脑神经系统的结构和功能的神经网络理论,以及模拟人的感知—行动的进化论等,都已成为研究智能控制理论的新学科基础的组成部分。从 20 世纪 70 年代开始,人们从控制论角度总结了人工智能技术与自适应、自组织、自学习控制的关系,提出了智能控制就是人工智能技术与控制理论的交叉,创立了人一机交互式分级递阶智能控制的系统结构。基于模糊语言描述控制规则的模糊控制器已广泛成功用于工业过程控制,模糊控制与人工智能中的产生式系统、专家系统思想的相互渗透,推动了智能控制的发展。进入 20 世纪 80 年代后,专家系统技术逐渐成熟,神经网络的应用研究获得重要进展;20 世纪 90 年代以来,智能控制的应用研究势头异常迅猛,将模糊系统、神经网络、进化计算等进行综合应用,这三个新学科已成为智能控制的重要基础。

古典控制和现代控制理论的主要特征是基于模型的控制。被控对象越来越复杂,其复杂性表现为高度的非线性、高噪声干扰、动态突变性以及分散的传感元件与执行元件,分层和分散的决策机构,多时间尺度,复杂的信息结构等,这些复杂性都难以用精确的数学模型来描述。除了上述复杂性外,往往还存在着某些不确定性,不确定性更难以用精确的数学模型来描述。因此,基于精确模型的传统控制就难以解决上述复杂对象的控制问题。但是,如果把人工智能的方法引入控制系统,将控制理论的分析理论的洞察力与人工智能的灵活的框架结合起来,就有可能得到新的认识和控制上的新突破。近 20 年来的研究成果表明,把人工智能的方法和反馈控制理论相结合,解决复杂系统的控制难题是十分有效的。智能控制对当代多种前沿学科、多种先进技术和多种科学方法加以高度综合和集成,例如生命科学、脑科学、神经生理学、思维科学、认知科学、计算机科学、人工智能、知识工程、模式识别、系统论、信息论、控制论、模糊集合论、粗糙集合论、人工神经网络、进化论以及耗散结构论、协同论、突变论、混沌学、人工生命等理论、技术和方法,都对智能控制理论的形成和发展起着重要作用。智能控制的应用领域十分广泛,一个智能系统一般都离不开控制,因此,从这个意义上说,智能系统都是智能控制系统。从广义上讲,智能控制是研究对复杂的不确定性被控对象(过

程)采用人工智能的方法有效地克服系统的不确定性,使系统从无序到期望的有序状态转移的方法及规律。这里的被控对象是广义的,也包括数控系统。例如,可用遗传进化算法寻找最优化的加工路径,用各种智能控制算法实现数控系统中高精度的闭环控制等等,多学科技术的密切合作,可以更有效地模拟和综合人类的智能,开创智能控制论在数控系统中应用的新篇章。

### 3.4 计算机集成制造(CIMS)技术

改革开放以来,人们越来越认识到面对的是全球市场的竞争。一个企业要生存、发展,就必须提高产品质量、降低成本、缩短新产品开发周期和产品交货周期,而要做到这些,就必须改造企业的运行机制,使之适应复杂多变的外部环境。企业改造的一个重要方面就是实现信息流和物流的集成,实现总体优化。CIMS 包括人/机构、管理和技术三个基本的要素,其相互关系如图 5.2-30 所示。

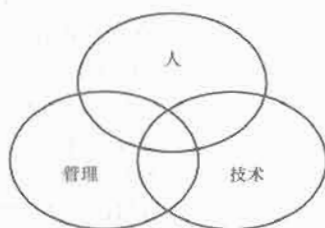


图 5.2-30 CIMS 三要素的集成

人是企业中生产要素之一,人是企业最活跃、最宝贵的因素。现代的制造企业,是多层次多部门的纵横交错的系统,必须采用一整套管理制度和方法,进行科学管理。企业的好坏,很大程度上反映了企业管理水平的高低。现代企业中,技术开发担负着为产品制造过程提供先进的产品设计、工艺流程、技术手段、质量保证等,技术是生产的保证。CIMS 中的三要素是相互关联、相互支持和相互制约的,在 CIMS 中,人仍然起主导作用;技术靠人来掌握,人制定管理模式、确定组织机构,同时也受组织的和管理模式的制约,管理不仅管人,也管技术,技术也支持管理。一个正常运行的企业就是通过这三个要素的集成而形成的统一的有机整体。由于具体企业不同,所建立起来的 CIMS 系统在结构、功能等方面也是千差万别的,但建立统一的信息平台,以便实现管理控制一体化和信息集成,使有用的信息不致流失和沉淀,充分发挥信息的效益却是一致的。

CIM (Computer Integrated Manufacturing) 最早是由美国约瑟夫哈林顿博士在 1973 年提出的,是企业组织、管理与运行的一种新哲理,它借助计算机软硬件,综合运用现代管理技术、制造技术、信息技术、自动化技术、系统工程技术等,将企业生产经营全过程中有关人、技术和管理三要素及有关的信息流、物流和价值流(资金流)有机地集成并优化运行,以实现产品的高质量、低成本、交货期短,提高企业的应变能力和综合竞争能力,从而使企业赢得竞争。从 CIM 概念的提出到现在已有 20 余年了。20 年来, CIM 的概念已从美国等发达国家传播到发展中国家,已从典型的离散型机械制造业扩展到化工、冶金等连续或半连续制造业。 CIM 概念已被越来越多的人所接受,成为指导工厂自动化的哲理,有越来越多的工厂按 CIM 哲理,采用计算机技术实现信息集成,建成了不同水平的计算机集成制造系统。 CIMS (Computer Integrated Manufacturing System) 是按 CIM 哲理建成的复杂人机系统。它从企业的经营战略目标



出发,综合考虑企业中、人、技术和管理的作用,用各种先进技术手段,包括计算机硬软件,实现企业生产经营全过程中的信息流和物流的集成,并在产品质量、生产成本、生产周期等方面达到总体优化,以便为企业带来更大的经济效益。可以说,CIM作为一种新的哲理,适用于各种制造企业,也可以推广到其他企业。直到20世纪80年代,制造业面临复杂的竞争环境,CIMS这一概念才被广泛接受,并成为制造工业的新一代生产模式。

CIMS发展经历了三个主要的阶段:

(1) 以信息集成为特征的 CIMS 发展阶段。CIMS 概念提出于 20 世纪 70 年代,在 80 年代得以应用并迅速发展。这一时期的 CIMS 是以信息集成为特征的发展阶段。以信息集成为特征的 CIMS,可以使各种生产要素之间的配置得到更好的优化、各种生产要素的潜力可以得到更大的发挥,实际存在于制造业生产中的各种资源浪费可以大幅度减少,从而可以获得更好的整体效益,满足这一时期市场竞争的需要。

(2) 以过程集成为特征的 CIMS 发展阶段。进入 20 世纪 90 年代以来,新产品如雨后春笋般诞生,产品更新周期日益缩短。随着廉价高性能工作站的普及,加速新产品开发的软件工具得到迅速发展。并行工程作为加速新产品开发过程的综合手段迅速获得了推广,已成为当时制造业竞争中赢得生存和发展的重要手段。并行工程是集成地、并行地设计产品及相关的各种过程(包括制造过程和支持过程)的系统方法,是并发的,信息流向是多方向的,只有支持过程集成的 CIMS 系统才能满足并行产品开发的工艺方法、先进的技术手段(工装等)、先进的质量保证等,因此 CIMS 技术是生产的保证。CIMS 中的三要素是相互关联、相互支持、相互制约的。在 CIMS 中,人仍然起主导作用,技术靠人来掌握,人制定管理模式、确定组织机构,同时也受组织的和管理模式的制约,管理不仅管人,也管技术,技术也支持管理,一个正常运行的企业就是通过这三个要素的集成而成为一个统一的有机整体。

(3) 以企业集成为特征的 CIMS 阶段。21 世纪技术的发展及市场的竞争沿着 20 世纪 90 年代展开的道路前进,危机与机遇并存。一方面随着技术发展速度加快和生活水平提高,人们对新产品的不断追求,两者结合将给企业提供空前的机遇;另一方面随着技术装备及工具软件的日新月异,开发周期越来越短,具备同样加工能力的企业日益增多,竞争将更加激烈。竞争使得一个产品生产的批量越来越少,过去适宜于人批量生产的刚性生产线,越来越不适应新的形势。一个企业应有能力将原有的刚性生产线改成柔性生产线,迅速将企业的组织及装备重组,以对市场机遇作出敏捷反应,源源不断地生产出用户所需求的“个性化”产品。一旦发现自己的企业无能力单独作出敏捷反应,应通过高速信息公路的工厂子网和其他企业进行合作,可组织跨企业开发的动态联合公司,以对机遇作出快速响应。敏捷制造强调将柔性的、先进的、实用的制造技术,熟练掌握生产技能的、高素质的劳动者以及企业之间和企业内部灵活的管理三者有机地集成,实现总体最优化,对千变万化的市场作出快速响应。敏捷制造企业较并行工程阶段的制造企业有了进一步的发展,更强调企业结盟。CIMS 要有效地支持敏捷制造,从运行集成技术来说,必须发展一种高鲁棒性的集成技术,可以在不中断系统运行的情况下修改软件系统。在企业外,应发展建立在网络基础上的集成技术,包括异地组建动态联合公司、异地设计、异地制造等有关的集成技术,在信息高速公

路中建立工厂子网,乃至全球企业网,作为动态集成的主要工具。

### 3.5 开放式网络化数控技术

#### 3.5.1 开放式网络化数控的基本概念

开放式数控系统的本质是数控系统的开发可以在统一的运行平台上,面向机床厂家和最终用户,形成系列化,并可将用户的特殊应用集成到控制系统中,实现不同品种、不同档次的开放式数控系统。IEEE 关于开放式系统的定义是:开放式系统能有效地运行于不同的平台之上,可以与其他应用系统相互操作,并提供与用户交互的统一风格,即所谓互操作性、可移植性、可伸缩性和可互换性。随着计算机软硬件技术的发展,目前对开放式系统最新的具体的看法包括:

(1) 开放式控制系统的硬件和软件都应是柔性的,它允许改变硬件的基本配置,而软件在所有控制级别上均可以改变。

(2) 开放式结构系统的软硬件必须是真正“即插即用”的,如果产品必须被“召回”以安装新的硬件和软件,那就不是真正的开放。

(3) 控制器必须是标准化的,以使第三方能在此基础上参与新硬件和新软件的开发。

(4) 开放式系统允许第三方软件作为系统的部件增加进来,也就是说它是一个标准系统,在这个标准上系统能在部件级别上与其他部件集成,并能共享数据。

(5) 一个开放式控制系统能在系统的级别上同其他系统协同工作。

网络数控就是通过网络、Internet/Intranet 将制造单元和控制部件相连,或将制造过程所需资源(如加工程序、机床、工具、检测监控仪器等)共享。网络化包括两个方面:内部网络(现场总线网络)和外部网络。

(1) 内部网络。内部网络是指数控系统内 CNC 单元与伺服驱动及 I/O 逻辑控制等单元以现场总线网络连接。对于数控系统硬件,开放性主要是指其计算机、网络、伺服系统及 I/O 逻辑控制等单元,应该具有统一的互联标准,以实现互换性。为使数控系统硬件具有互换性,目前欧洲 CNC 制造商在其产品中广泛应用 SERCOS (Serial Real-time Communication System, 一种适于高速伺服控制的网络接口协议,于 1995 年成为 IEC 1491 国际标准) 现场总线作为与数字驱动单元的接口,采用 Profibus 现场总线等作为与 I/O 逻辑控制单元的接口。

(2) 外部网络。外部网络指的是数控系统与系统外的其他控制系统或外部上位计算机以网络连接。通过网络实现对设备的远程控制和无人化操作、远程加工程序传输、远程诊断和远程维修服务、技术服务,并提高机床生产率。网络生产管理系统通过企业内部网(Intranet)随时监视生产现场情况进行最优计划和调度;操作工人技艺数据库将通过丰富经验和直觉形成的技艺数字化,不断积累并与全公司共享,实现高效、高质量加工,并依此创造新工艺、新知识和新诀窍;新的 CAD/CAM 系统可将 CAD 数据立即转变为加工程序、工具清单、工艺卡和加工工艺图样,实现并行工程来缩短生产周期。此外通过因特网与外界连接,可为每一个客户设立一个窗口,快速反应客户的要求。在多品种小批量的条件下,将机床联网,能将切削时间由 25% 提升至 65%。通过远程诊断产品功能,可以在个人电脑前轻松地操纵远在车间里的机床设备,诸如编辑修改零件程序和 PLC 程序、监控各轴当前状态、进行文件传输等。这不仅可用于故障发生

后对数控系统进行诊断,而且还可用作用户的定期预防性诊断。

### 3.5.2 开放式网络化数控平台的基本结构

开放式网络化数控系统平台由系统硬件和系统软件组成。系统软件包括实时操作系统、通讯系统、设备驱动程序以及其他可供选择的系统程序,如数据库系统和图形系统。系统软件通过标准的应用程序接口(即 API)向应用软件提供服务。系统硬件包括组成系统的各种物理实体。系统硬件对外部的表象和接口可以是一致的,也可以通过设备驱动程序使之与操作系统分隔。

系统硬件各部分通过信息管理网络和开放设备级网络互联,传递命令和数据信息,并行完成数控任务。

对于数控系统硬件来讲,开放性主要是指其计算机、网络、伺服系统及 I/O 逻辑控制等单元应该具有统一的标准,以实现互换性。要使其硬件具有互换性,全球所有数控系统制造商都认为应该采用现场总线技术。

### 3.5.3 开放式网络化数控系统的应用

近年来,我国相继开发出了如华中 I 型、航天 I 型、中华 I 型、蓝天 I 型等数控系统。华中 I 型以通用工业微机为硬件平台,模块化的开放式体系结构,达到了国际先进水平,获得了国家科技进步二等奖、国家教委科技进步一等奖,是目前获得国家奖级别最高的国产数控系统。开放式数控系统软、硬件平台,已在 DOS、Linux 操作系统平台开发成功。已经开发出了车床、铣床、加工中心、仿形、轧辊磨、滚刀磨、拉刀磨、工具磨、凸轮轴磨床、非圆齿扇插齿机、齿条插齿机、弧齿锥齿轮铣齿机、镗床、激光加工、玻璃机械、纺织机械、医疗机械等 30 多个数控系统应用品种。这也证明华中数控系统具有优良的开放性和二次开发性。

在国家 863 计划和科技攻关计划连续多年的支持下,我国基本掌握了网络化数字化制造系统的基础技术。如 1999 年在中国北京举行的国际机床博览会上,武汉华中数控股份有限公司率先推出了网络数控系统原型机,实现了通过 Intranet 远程操作控制异地数控机床。博览会上,北京航空航天大学与北京市机电研究院合作,展出了基于 PC 计算机和光纤数字通信伺服技术(SERCOS)的开放式数控系统,通过光纤同时控制 1~8 台机床上的 50 个伺服轴和主轴,组成的柔性生产线示范系统,获得国内机床行业高度评价。在 2001 年的北京国际机床博览会上,华中数控与北京第一机床厂合作,展示了基于 Internet 的远程故障诊断技术;与桂林机床股份有限公司合作,展出了由四台机床联网组成的远

程控制技术。这些都为网络环境下数控系统的研究开发奠定了良好的基础。又如华中数控在江苏常柴股份有限公司,将其模具车间的 5 台加工中心和 1 台仿形数控机床联网,可在远程异地设计、编程,然后通过 Internet 传送和共享零件加工程序,实现了 CAD/CAM/CNC 的网络集成,大大提高了生产效率和设备的利用率。

常柴股份有限公司的北厂模具车间有四台数控机床采用了华中网络式数控系统,所有机床通过内部局域网(NT 网)连接。模具车间的 NT 网络上的服务器,通过 Internet 与 5km 外的常柴总厂计算中心连接。总厂计算中心由 UG II 或其他 CAD/CAM 软件生成的数控程序可通过 Internet 和服务器传送到任何一台数控机床的控制系统中。由于华中网络 CNC 具有较大的内存和外存空间,其资源可共享到计算机网络上。因此,每台配华中数控系统存储器上的数控程序,可通过网络共享到其他任何一台华中数控系统上。这使得数字化仿形测量所生成的数控加工程序可共享到其他非仿形功能的数控机床上加工程序。由于计算机局域网的数据传送速度极快(为 10~100MB/s,而 DNC 接口的速度约为 9.6KB/s),对于复杂模具的大容量程序的传送速度非常快捷、可靠。

### 3.5.4 开放式网络化数控的切实应用需求

(1) 网络制造、全球制造。在新的制造模式下,通过数控系统的上网,可满足未来制造企业在企业动态联盟过程中和制造系统重组过程中,通过网络对外发布或允许外部了解自己的制造能力,甚至组成网上虚拟车间(工厂)和电子商务,实现异地 CAD/CAM/CNC 的网络制造。

(2) 大容量存储资源共享。我国现有的大部分数控系统内存较小,没有网络功能(仅有速度较低的 DNC 接口),没有大容量存储设备(如硬盘)。而大型复杂模具加工程序量非常大,一般以 1MB 为计量单位。应用网络数控系统即可在高速局域网上满足 CAD/CAM 系统与数控系统进行大容量信息的通信与交换的要求。

(3) 远程监控与诊断。当数控系统产生故障时,数控系统生产厂家可以通过 Internet 对用户的数控系统进行快速诊断与维护,可以大大减少维护的盲目性,提高设备完好率,满足用户对数控机床的远程故障监控、故障诊断、故障修复的要求。

(4) 远程操作和远程培训。通过把数控加工机床像办公网络中的共享打印机一样共享到网络上,满足某些制造行业对加工设备远程操作(如火箭发动机装药后的整形加工)以及远程培训的要求。

## 第3章 工业机器人控制系统

### 1 工业机器人的定义

#### 1.1 工业机器人诞生的背景

人类自从学会使用工具后,便从此区别于一般的动物,走上了文明发展之路。“工具是人手的延长”,它弥补了人手的局限性(出力小、强度差),大大提高了人类生存斗争的能力。历经亿万年沧桑,如今人类的工具已发展成种类繁多、功能复杂的各种机器,某些方面的能力远远超过了人手。不仅如此,机器发展的过程中,还出现了“人脑的延长”,因为任何一种机器都有其控制程序,最简单的就是“开机”和“停机”;控制是人脑控制机器运行方式的具体化,并且随着机器功能的发展而变得越来越复杂,最终走向局部代替人脑这种控制功能的自动控制。在应用非自动机的生产活动中,机器离不开人的亲临操作,如机床要人去开、汽车要由工人来装配等等。虽然这种人机结合的生产方式的“灵活性”(技术上称为“柔性”)很高,但受人生理的限制,效率不高,是单件、小批量的生产方式。生产制造业的第一次革命是20世纪50年代开始的从单件、小批量手工作业过渡到大批量的自动化生产,这一时期出现了自动化生产线。这种自动化主要是建立在机械自动化基础上的,在生产中不需要工人不停的参与操作。它大大地提高了生产效率和产品质量,降低了生产成本。但这是一种“刚性”的自动生产线,即它的产品是固定不变的,一旦需要改变,它的生产设备就要彻底改造,甚至全部报废。是什么原因造成的这种情况呢?它是由于这时的自动化机器作为人手的延长物,它的灵活性比人手差得多,而机器的自动控制程序作为“人脑的延伸物”,其灵活性更远不如人脑,因此都缺乏“柔性”,不能在实现机械自动化的同时仍保留手工操作的灵活性。然而,随着生产的不断发展,人类生活质量的提高,日趋激烈的市场竞争却要求产品小批量、多样化、快速更新换代,例如发达国家的汽车“服役”寿命已由从前的平均10~20年缩短为现在的7~9年,新车型的开发由7~8年缩短为3~4年。这就迫切要求开发一种既是自动化的,同时又具“柔性”、能满足上述生产要求的自动机和由这种自动机组成的自动生产线。另外,20世纪60年代已进入实用化的数控(NC)技术已为这种“柔性”的自动化奠定了技术基础。于是市场的需求成为动力,基础技术作为手段,两者的结合便使工业机器人这一具有“柔性”的自动化装置应运而生。由此可见,工业机器人的诞生是和自动化紧密联系在一起的,是自动化生产发展到“柔性”阶段的产物,它向人手和人脑的“柔性”靠拢,又兼有自动机的优点。工业机器人首先诞生于美国,最早推出的商业化工业机器人是1962年美国尤尼美逊公司的尤尼美特机器人(见图5.3-1)和美国机械铸造公司的维沙特兰机器人,用于生产中压铸、冲压工序的上下料。

工业机器人是机器人家族中的重要一员,也是目前在技术上发展最成熟、应用最多的一类机器人。世界各国对工业

机器人的定义不尽相同,但其内涵基本一致。

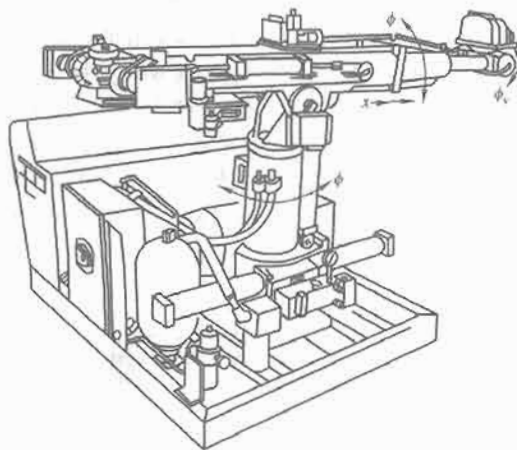


图 5.3-1 尤尼美特机器人

#### 1.2 工业机器人的定义

对于什么是工业机器人,各国从不同的角度出发,给出了不同的定义。国际标准化组织(ISO)曾于1987年对工业机器人给出了定义:“工业机器人是一种具有自动控制的操作和移动功能,能够完成各种作业的可编程操作机”。日本工业标准(JIS)采用此定义,这也与美国工业机器人学会(RIA)的定义相近。在德国的标准(VDI)中,对工业机器人则给出了更为具体的定义:“工业机器人是具有多自由度的、能进行各种动作的自动机器。它的动作是可以顺序控制的。轴的关节角度或轨迹可以不靠机械调节,而由程序或传感器加以控制。工业机器人具有执行器、工具及制造用的辅助工具,可以完成材料搬运和制造等操作。”

ISO 8373对工业机器人给出了更详细、具体的意义:“机器人具备自动控制及可再编程、多用途功能,机器人操作机具有3个或以上的可编程轴,在工业自动化应用中,机器人的底座可固定也可移动。”

从以上种种定义中不难看出,工业机器人定义的要点是:自动控制,可重复编程,多自由度,像人一样可从事多种作业的装置。工业机器人有三个必不可少的特征:①由电子控制装置进行控制;②能够按输入的指令进行记忆和再现;③能够独立自主地在三维空间内进行各种作业。

#### 1.3 工业机器人和一般自动机的区别

如前所述,大批量生产线中应用的自动机是专用的,它的工作程序是固定不变的,可不断、高效、精确地重复作业内容。这种自动机是依靠硬件来实现自动控制的,如机械方面的凸轮机构、连杆机构、弹簧装置,电气方面的行程开关、继电器等等。因此,除非改变硬件,否则它的作业内容(以及生产的产品)是不可改变的。而工业机器人的作业对象和作业内容的改变,则可以通过改变其控制装置的控制程序(软件)内容而不改变硬件来实现。举例来说,一台自动车床,由于其结构上的特点,主要用于车削一定范围的圆



柱、圆盘类的工件；而一台弧焊机器人，仅通过改变控制软件，则既可以用来焊接汽车车身，又可以焊接挖掘机部件，还可以焊接锅炉炉体，并能轻而易举地进行平焊、角焊、仰焊等作业。另一类具有一定“柔性”的自动机——数控机床，它在控制方面和工业机器人有相似之处，即都可通过重复编程来改变作业方式和内容。如一台数控加工中心，它的刀库有几十把刀具，能在机床上完成铣、镗、钻、镗等几十种作业，适合一定范围零件的多工序加工；机器人和数控机床的主要区别在于机械结构形式有很大不同，工业机器人除直角坐标式结构外，其余大部分是多关节的连杆开式结构（见图 5.3-2），这种结构的自由度多，柔性大，体积和占地面积小，而工作空间范围大；但相对于机床来说，其结构的刚性差、负荷能力小、定位精度低。而通常情况下，机床与装夹在床身上的工件一起构成封闭式结构（见图 5.3-3），床身及其他部件粗实、刚性好，可获得很高的加工精度。

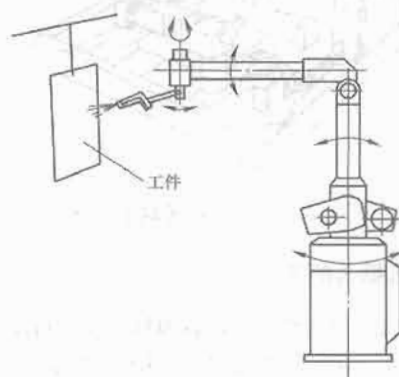


图 5.3-2 机器人的开式链结构

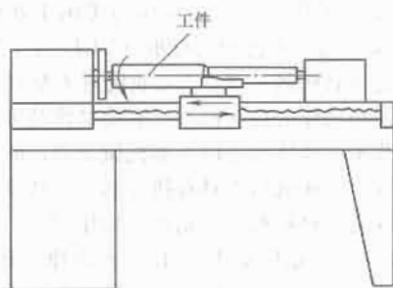


图 5.3-3 机床的封闭链结构

## 2 工业机器人的发展历史、现状与趋势

国际上第一台工业机器人产品诞生于 20 世纪 60 年代，当时其作业能力仅限于上、下料这类简单的工作。此后机器人进入了一个缓慢的发展期，直到进入 20 世纪 80 年代，机器人产业才得到了巨大的发展，成为机器人发展的一个里程碑，这一时代被称为“机器人元年”。为了满足汽车行业蓬勃发展的需要，这个时期开发出的点焊机器人、弧焊机器人、喷涂机器人以及搬运机器人等四大类型的工业机器人系列产品已经成熟，并形成产业化规模，有力地推动了制造业的发展。为进一步提高产品质量和市场竞争能力，装配机器人及柔性装配线又相继开发成功。进入 20 世纪 90 年代以后，装配机器人和柔性装配技术得到了广泛的应用，并进入了一个大发展时期。现在工业机器人已发展成为一个庞大的家族，并与数控（NC）、可编程控制器（PLC）一起成为工业自动化的三大技术支柱和基本手段。广泛应用于制造业的各个领域中。纵观世界机器人的发展史，20 世纪 60 年代

为机器人发明和创建阶段；20 世纪 70 年代为机器人走向实用化和产业化初建阶段；20 世纪 80 年代为机器人普及和产业化高速发展阶段；20 世纪 90 年代机器人进入智能化发展阶段，机器人得到广泛应用，并向非制造业拓展。

机器人由于其作业的高度柔性和可靠性、操作的简便性等特点，满足了工业自动化高速发展的需求，被广泛应用于汽车制造、工程机械、机车车辆、电子和电器、计算机和信息以及生物制药等领域。据国际机器人联合会统计，自 20 世纪 60 年代末工业机器人开始产业化发展以来，到 1998 年末累计年度销售机器人达到 1 020 000 台。然而，早期的大多数机器人现在已不再服役。所以，实际运行的工业机器人数量要比该数据少。欧洲经济委员会（ECE）和国际机器人联合会（IFR）统计，到 1998 年末，全世界运转的工业机器人总量为 720 000 台，日本的机器人保有量占全世界的一半还多，然而，近年来它的份额正在持续减少。1990 年全世界的工业机器人的年销量达到 81 000 多台，创历史最高纪录。在经历了 1991 年~1993 年的不景气之后，1993 年全世界的工业机器人销量急剧下降到约 54 000 台。此后，世界工业机器人市场开始恢复活力，到 1997 年再创新高，达到 85 000 台。近年来，工业机器人的市场一直在稳步快速增长。随着全球新经济的到来和高新技术的快速发展，机器人的应用领域将会越来越广，其作用也会越来越大。

### 2.1 工业机器人的发展历史与现状

日本在 20 世纪 60 年代末正处于经济高度发展时期，年增长率达 11%。第二次世界大战后，劳动力趋于紧张的日本，高速度的经济发展更加剧了劳动力严重不足的困难。而此时，美国研制成功的工业机器人无疑为日本的工业发展带来了最大的福音，1967 年日本由川崎重工业公司从美国 Unimation 公司引进机器人及其技术，建立起生产车间，并于 1968 年试制出第一台川崎的“尤尼曼特”机器人。

极大地缓解日本劳动力不足的工业机器人，受到了日本企业“救世主”般的欢迎。再加上日本在经济上所采取的积极扶植政策，进一步鼓励发展和推广应用机器人，激发了企业从事机器人产业的积极性。尤其是政府对中、小企业的一系列经济优惠政策，如由政府银行提供优惠的低息资金，鼓励集资成立机器人长期租赁公司，公司出资购入机器人后长期租给用户，使用者每月只需付较低廉的租金，大大减轻了企业购入机器人所需的资金负担；政府将由计算机控制的示教再现型机器人作为特别折扣优惠产品，企业除享受新设备通常的 40% 折扣优惠外，还可再享受 13% 的价格补贴。此外，国家还出资对小企业进行应用机器人的专门知识和技术指导等等。

这一系列扶植政策，使日本机器人产业迅速发展起来，经过短短的十几年，到 20 世纪 80 年代中期，日本已一跃而为“机器人王国”，其机器人的产量和安装的台数在国际上跃居首位。按照日本产业机器人工业协会常务理事米本完二的说法是日本机器人的发展经过了 20 世纪 60 年代的摇篮期、20 世纪 70 年代的实用期，到 20 世纪 80 年代进入普及提高期。并正式把 1980 年定为产业机器人的普及元年，开始在各个领域内广泛推广使用机器人。

在 20 世纪 80~90 年代初期，日本的工业机器人可谓处于繁荣鼎盛时期，似乎无所不能。然而，花无百日红，自 20 世纪 90 年代中期开始，随着欧洲和北美工业机器人产业的崛起，国际市场的格局发生了明显的变化，从日本转向欧洲和北美。在度过了几年的低迷期之后，本世纪初日本的工



业机器人又开始重新焕发生机,尤其是伴随着中国和其他周边国家对工业机器人需求的增长,以及日本本国早年工业机器人因服务期限而带来的更新换代,预期将对日本工业机器人的发展发挥积极的作用。

据日本机器人协会的统计,2004年全年日本工业机器人的订单较2003年增长了17.8%,达到了4995.6亿日元(48亿美元),是连续第三年大幅度增长。2004年全年日本工业机器人销售额为4458.3亿日元,同比增长13.4%。2005年第一季度,日本工业机器人销售额为1289亿日元,较2004年同期增长13.6%。据联合国欧洲经济委员会(UNECE)和国际机器人联合会(IFR)的统计,至2007年,日本新安装工业机器人41300台,安装总量达到350000台。

从日本工业机器人出口情况看,日本堪称出口大国。2004年出口额达到2788亿日元(27亿美元),较2003年大幅增长20.7%,这很大程度上得益于中国和其他亚洲国家对工业机器人需求的大幅增长。从日本国内工业机器人市场看,日本又是工业机器人最大的消费国。日本2004年国内工业机器人销售额为1670.2亿日元,同比小幅增长了3%,新安装工业机器人为33200台。其中,排名前五位厂商的销售额占据了70%以上的市场份额。

日本政府和企业充分信任机器人,大胆使用机器人,而机器人也没有辜负人们的期望。它在解决劳动力不足、提高生产率、改进产品质量和降低生产成本方面,发挥着越来越显著的作用,成为日本保持经济增长速度和产品竞争能力的一支不可缺少的队伍。日本在汽车、电子行业大量使用机器人生产,使日本汽车及电子产品产量猛增,质量日益提高,而制造成本则大为降低,从而使日本生产的汽车能够以价廉的绝对优势进军号称“汽车王国”的美国市场,并且向机器人诞生国出口日本产的实用型机器人。此时,日本价廉物美的家用电器产品也充斥了美国市场,这使“山姆大叔”后悔不已。日本由于制造、使用机器人,增强了国力,获得了巨大的好处,迫使美、英、法等许多国家不得不采取措施,奋起直追。

美国是机器人的诞生地,早在1962年就研制出世界上第一台工业机器人,比起号称“机器人王国”的日本起步至少要早五六年。经过40多年的发展,美国现已成为世界上的机器人强国之一,基础雄厚,技术先进。综观它的发展史,道路是曲折的。

20世纪60~70年代,美国的工业机器人主要立足于研究阶段,只是几所大学和少数公司开展了相关的研究工作。那时,美国政府并未把工业机器人列入重点发展项目,特别是,美国当时失业率高达6.65%,政府担心发展机器人会造成更多人失业,因此既未投入财政支持,也未组织研制机器人,而企业在这样的政策引导下,也不愿冒风险,去应用或制造机器人,致使错过了发展良机,固守在使用刚性自动化装置的层面上。这不能不说是美国政府的战略决策错误。20世纪70年代后期,美国政府和业界虽对工业机器人的制造和应用认识有所改变,但仍将技术路线的重点放在研究机器人软件及军事、宇宙、海洋、核工程等特殊领域的高级机器人的开发上,致使日本的工业机器人后来者居上,并在工业生产的应用上及机器人制造业上很快超过了美国,产品在国际市场上形成了较强的竞争力。

进入20世纪80年代之后,美国才感到形势紧迫,政府和企业才开始真正重视机器人,并制定和采取了相应的政策和措施,一方面鼓励工业界发展和应用机器人,另一方面

制订计划、提高投资,增加机器人的研究经费,把机器人看成美国再次工业化的特征,使美国的机器人迅速发展。20世纪80年代中后期,随着各大厂家应用机器人的技术日臻成熟,第一代机器人的技术性能越来越满足不了实际需要,美国开始生产带有视觉、力觉的第二代机器人,并很快占领了美国60%的机器人市场。

据联合国欧洲经济委员会(UNECE)和国际机器人联合会(IFR)的统计,至2003年末,在美国运行的机器人总量为112400套,比2002年增长7%。就每万雇员拥有工业机器人数量进行统计,至2003年末,美国制造业中,每1万雇员拥有63个工业机器人。尽管从排名上说,美国已经进入世界前十名,但其与前几名仍然有着很大的差距,仅相当于德国的43%、意大利的54%、欧盟的68%。与普通的制造业相比,美国汽车工业中每万个产业工人拥有的工业机器人数量大大提高,达到740个,但仍然远远低于日本(1400个)、意大利(1400个)和德国(1000个)。

尽管在工业机器人的发展史上,美国走了一条重理论研究、轻应用开发的曲折道路,在普通制造领域丧失了一定的机会和市场,但这在某种程度上却确保了美国机器人技术在国际上的领先地位。与其他国家相比,美国机器人的技术更加全面、先进,适应性也很强。具体体现在:机器人性能可靠,功能全面,精确度高;机器人语言研究发展较快,语言类型多、应用广,水平高居世界之首。此外,美国机器人的智能技术发展也很快,其视觉、触觉等人工智能技术已在航天、汽车工业中广泛应用,高智能、高难度的军用机器人、太空机器人等发展迅速,并已经实际应用于扫雷、布雷、侦察、站岗及太空探测方面。

我国工业机器人起步于20世纪70年代初期,经过20多年的发展,大致经历了3个阶段:20世纪70年代的萌芽期,20世纪80年代的开发期和20世纪90年代的适用化期。

20世纪70年代是世界科技发展的一个里程碑:人类登上了月球,实现了金星、火星的软着陆。我国也发射了人造卫星。世界上工业机器人应用掀起一个高潮,尤其在日本发展更为迅猛,他补充了日益短缺的劳动力。在这种背景下,我国于1972年开始研制自己的工业机器人。

进入20世纪80年代后,在高科技浪潮的冲击下,随着改革开放的不断深入,我国机器人技术的开发与研究得到了政府的重视与支持。“七五”期间,国家投入资金,对工业机器人及其零部件进行攻关,完成了示教再现式工业机器人成套技术的开发,研制出了喷涂、点焊、弧焊和搬运机器人。1986年国家高技术研究发展计划(863计划)开始实施,智能机器人主体跟踪世界机器人技术的前沿,经过几年的研究,取得了一大批科研成果,成功地研制出了一批特种机器人。

从20世纪90年代初期起,我国的国民经济进入实现两个根本转变时期,掀起了新一轮的经济体制改革和技术进步热潮,我国的工业机器人又在实践中迈进一大步,先后研制出了点焊、弧焊、装配、喷漆、切割、搬运、包装码垛等各种用途的工业机器人,并实施了一批机器人应用工程,形成了一批机器人产业化基地,为我国机器人产业的腾飞奠定了基础。

纵观目前经济发展现状,我国机器人市场增长异常迅猛,从销售量上更是充分说明了这个不争的事实。在中国市场上占有35%市场份额的ABB公司2004年在中国卖出了600台机器人。而该公司在过去9年中一共才在中国大陆市

场销售了2000台机器人。当时有专家预测,中国机器人2005年拥有量将增至7600台,到2010年拥有量将达到17300台,到2015年,市场容量将达十几万台(套)。据悉,汽车制造、工程机械及电动机、电子等行业的企业是中国今后对机器人需求最大的部门,其中所需机器人的品种以点焊、弧焊、喷漆、装配、搬运、冲压等为主。

近年来,我国的机器人自动化技术也取得了长足的发展,但是与世界发达国家相比,还有一定的差距,如可靠性低于国外产品,机器人应用工程起步较晚,应用领域窄,生产线系统技术与国外比有差距。我国目前从事机器人研发和应用工程的单位相对较少,工业机器人的拥有量远远不能满足需求量,长期大量依靠从国外引进。

在应用规模上,我国已安装的国产工业机器人,约占全球已安装台数的0.4%。产生以上差距,有关专家认为主要是我国没有形成机器人产业,当前我国的机器人生产都是应用用户的要求,“一客户,一次重新设计”,品种规格多、批量小、零部件通用化程度低、供货周期长、成本较高,而且质量、可靠性不稳定。

2004年中国国际机器人展览会于11月1~4日举行,会后分析报告数据表明,与会的专业观众只占43%,非专业观众占57%;而90.3%的专业观众为了了解、收集产品信息,其余的大多没有填写具体参观目的;专业观众中只有21%的工业制造业人员,其余主要以科研单位为主;国内参展单位展出的多是面向教育应用和处于实验开发中的机器人,且产品略显不成熟。这充分表明我国机器人产业还停留在纯技术层面,离市场化还有很长一段距离。

有关专家研究表明,国外发达国家已广泛应用机器人自动化生产线,并已形成巨大的产业,年市场容量约为1000亿美元。我国有关部门及企业应该做好充分准备,借鉴国外推动产业发展的先进经验。我国机器人产业要快速发展,就不能只靠几个爱好者的激情和科研单位的单方努力,机器人就不能只作为展览会上的表演者。研制单位必须和需求紧密结合,让机器人走进工厂和家庭,实现真正的产业化。把发展中国机器人产业纳入政府重要产业政策中,引导和扶持企业进行产业和产品结构调整,加速机器人产业化进程。

## 2.2 工业机器人市场现状

### 2.2.1 地域分布情况

图5.3-4和表5.3-1分别给出了2004年全世界范围内工

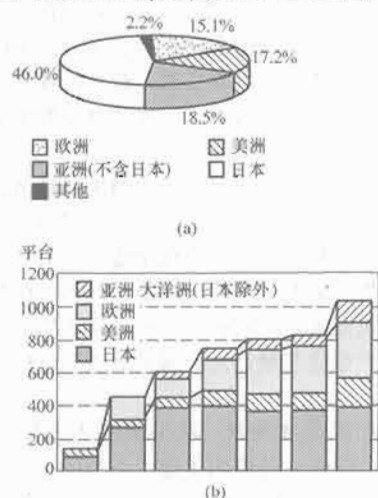


图 5.3-4 全球范围内工业机器人使用台数

业机器人使用台数和分布情况。前者来源于日本经济状况统计专业公司“富士经济”公司,而后者则来源于国际机器人联合会(IFR)的统计数据。因为对工业机器人的定义不同,所以两者在数据上有所不同。但无论根据哪种统计数据都可以清楚地看出,日本的机器人保有量远远超过其他国家。这主要是因为,在人力费用和地价都很高的日本,必须通过大量采用工业机器人,才能够达到提高生产效率和国际竞争力的目的。正是由于这个原因,日本政府和企业都非常重视机器人技术的研究开发和推广应用,在工业机器人方面进行了很大投入。目前日本的工业机器人生产量占全世界工业机器人的70%左右,国内工业机器人保有量约为50%,而与工业机器人相关的专利则有90%以上掌握在日本企业手中。由此也可以看出,日本是名副其实的机器人大国。

表 5.3-1 全球范围内工业机器人分布情况

国家或地区	年装备量(台)			保有量(台)		
	2003年	2004年	2008年	2003年	2004年	2008年
美洲	12 957	13 674	16 800	115 384	125 235	159 900
阿根廷	33	17		172	189	
巴西	231	208		2144	2352	
智利		5			5	
北美洲(加拿大、墨西哥、美国)	12 693	13 444	16 500	112 390	12 1937	155 700
加拿大	1235	440		4077	4517	
墨西哥	172	877		1260	2137	
北美其他国家				678	752	
亚洲/澳洲	40 579	52 311	70 400	422 721	443 193	532 900
中国	1451	3493		3603	7096	
印度	57	369		250	619	
印尼	44	74		47	121	
伊朗	336	106		404	510	
日本	31 588	37 086	45 900	348 734	356 483	390 500
马来西亚	191	250		1202	1452	
菲律宾	20	65		28	93	
韩国	4660	5457		47 845	51 302	
新加坡	48	244		5273	5443	
中国台湾	1454	3680		8730	11 881	
泰国	156	757		257	1014	
亚洲其他国家	5	78		2712	3009	
澳大利亚、新西兰	569	652		3636	4170	
欧洲	27 832	29 296	33 700	262 025	278 906	348 100
奥地利	365	545		3602	3907	
比利时	715	536		9053	8749	
捷克	498	163		1445	1533	
丹麦	288	296		2078	2342	
爱沙尼亚	1	1		1	2	
芬兰	387	288		3407	3599	
法国	3117	3009	3400	26 137	28 133	35 900
德国	13 081	13 401	14 900	112 393	120 544	151 100
希腊	19	3		60	63	
匈牙利	35	77		216	285	
爱尔兰、冰岛	10	23		14	37	

表 5.3-2 全球工业机器人发展情况 台

国家或地区	2004 年	2000 年	1995 年	1990 年	1985 年
日 本	356 483	389 442	387 290	274 210	93 000
韩 国	51 302	37 987	18 149	3020	
新加坡	5443	5370	3275	1389	200
澳大利亚	4170	2833	1840	1430	
中国台湾	11 881	6942	3849	1290	227
美 国	125 235	89 880	56 945	34 090	20 000
比利时		8211	5086	2422	604
丹 麦	2342	1414	672	470	164
芬 兰	3599	2647	1398	810	257
法 国	28 133	20 674	13 276	8350	4150
德 国	120 544	91 184	51 375	27 320	8800
意大利	53 244	39 238	22 963	12 200	4000
挪 威	724	540	477	440	323
瑞 典	7341	6276	4459	3340	2046
瑞 士	3539	3743	2672	1510	290
英 国	14 176	12 344	8314	5940	3017
西班牙	21 893	13 163	4913	2100	688
葡萄牙	1488	1080	806	56	
奥地利	3907	3046	2323	1150	249
匈牙利	285	261	236	200	67
波 兰	643	474	493	520	
俄罗斯	5000	5000	10 000	64 204	
捷 克	1533	915	375		
斯洛伐克	483		532		
斯洛文尼亚	391		238		

表 5.3-2 给出了 1985~2004 年期间全球范围内工业机器人保有台数的变化情况。从该表中可以看出,日本的工业机器人保有量一直远远超过其他国家,在 1985~1995 年期间有着非常快的增长速度;而相比之下,虽然欧美各国的工业机器人保有台数也一直保持上升趋势,但只是在最近 10 年左右才有了较大增长;而亚洲其他国家的工业机器人保有数量则在最近 10 年有了非常大的增长。此外,虽然日本的工业机器人保有使用台数在数量上一直保持绝对优势,但在 1995~2000 年期间基本上没有增长,甚至在 2001~2004 年期间还有所下降。

出现上述情况的主要原因是,日本在工业生产中采用机器人后,生产效率和产品质量都有了很大提高,进而引起了大量采用工业机器人的设备投资,工业机器人的技术水平迅速提高,保有台数也迅速增长。而在 20 世纪 90 年代初,日本进入了泡沫经济破裂后长达 10 年以上的所谓“平成不景气”阶段,设备投资被大量压缩,日本国内工业机器人的使用台数也受到影响。与此相反,看到日本在制造业中大量采用工业机器人所带来的成功后,欧美和亚洲经济比较发达的国家和地区开始在工业生产中积极采用工业机器人,所拥有的工业机器人的台数也有很大增长。但这里需要指出的是,即使在日本国内工业机器人保有台数有较大下降的“平成不景气”期间,日本企业生产的工业机器人在全球市场上的占有率仍然高达 70% 左右。

### 2.2.2 工业机器人市场规模

图 5.3-5 和表 5.3-3 分别给出了日本富士经济公司统计

的全球工业机器人市场规模和 2002 年以来的市场变化情况。从这些数据中可以看出,虽然近年来工业机器人本体的价格有了较大幅度的下降,但因为销售台数的迅速增加,其销售额在全球范围内都仍然保持快速增长趋势。

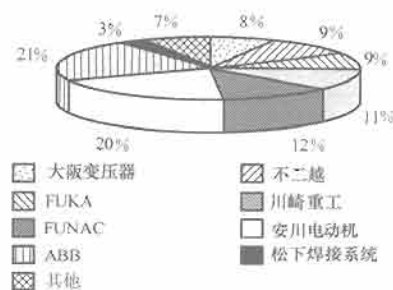


图 5.3-5 工业机器人市场变化情况

表 5.3-3 2005 年全球工业机器人市场 亿日元

国家或地区	市场规模
日 本	1669
亚洲 (日本除外)	1150
美 洲	1076
欧 洲	649
其他地区	1
合 计	4545

### 2.3 工业机器人的技术方向和发展趋势

机器人控制技术的发展实际上一直是伴随着自动控制技术、计算机技术、微电子技术、电动机驱动技术以及传感器技术等相关技术的发展而发展的。早期的机器人控制器功能很简单,但系统却很庞大,操作起来比较复杂,精度和可靠性也不高。因此机器人仅能完成一些简单的顺序作业,机器人的维护量非常大,寿命也不长,但价格却很昂贵。

进入 20 世纪 80 年代以后,随着微电子技术的发展,特别是随着微处理器的出现,机器人控制器也发生了革命性的变化。机器人控制器由过去的一个简易控制装置,变成了一个由计算机控制的高性能控制器。它具有良好的人机界面,具有功能完善的编程语言,系统保护、状态监控、诊断功能日趋完善,对外通讯能力进一步加强。由于计算能力的提高和存储能力的扩大,这时的机器人控制器已能实现一些比较复杂的控制算法,完成复杂轨迹的规划和插补运算,因此大大提高了机器人的控制精度和作业能力。同时机器人的操作也变得非常简单,可靠性有了很大提高。此外,由于机器人通讯能力的增强,机器人由过去的单台独立工作,变成可以多台机器人同时作业,甚至形成一条多台机器人组成的机器人生产线,大大拓展了机器人的应用领域。

20 世纪 90 年代以后,计算机性能进一步提高,集成度也越来越高,过去需要多个 CPU 及控制板才能完成的功能,现在一个芯片就可以完成。机器人控制器的功能已变得非常强大,其控制能力已由过去的 6~9 轴扩展到多达 21 轴,可同时完成多台机器人及周边装备的协调控制。而机器人控制系统的体积却越来越小,价格也越来越低。此外由于计算能力的增强,过去的模拟控制已全部由数字化控制来代替,并且过去许多由硬件来实现的功能现在也完全可由软件来实现,因此大大提高了系统的可靠性和柔性,同时降低了成本。现在机器人系统的可靠性已由最早的几百小时提高到现



在的6万h,并且操作非常简便,几乎不需要维护。目前,商业化工业机器人的主要性能指标如表5.3-4所示。

表 5.3-4 目前商业化工业机器人的主要性能指标

硬件方面		软件方面	
性能	当前实际情况	性能	当前实际情况
控制逻辑部件	ASIC、VLSI	插补功能	函数插补
运算部件	32位CPU	编程功能	可编辑机器人语言
存储部件	IC存储器(64KB至数兆字节)	动态控制性能	现代控制理论
伺服控制部分	位置、速度、转矩回路全数字化	顺序控制功能	多任务计算机编程
人机界面	文字显示,功能键,键盘,菜单选择	自诊断能力	自诊断和远程诊断功能
附加功能	内置顺控器、供控制附加的外部轴	附加功能	内置视觉控制器

在机器人控制系统中,其开放性和通讯功能也有了很大提高,机器人控制器可方便地实现与其他先进的工业自动设备的互联也可通过Canbus、Profibus或Ethernet与企业不同级别的网络连接,形成一个先进的企业制造系统。

### 2.3.1 工业机器人的主要支撑技术

20世纪80年代以来,工业机器人技术逐渐成熟,并很快得到推广,目前已经在工业生产的许多领域得到应用。在工业机器人逐渐得到推广和普及的过程中,下面三个方面的技术进步起着非常重要的作用。

(1) 驱动方式的改变。20世纪70年代后期,日本安川电动机公司研制开发出了第一台全电动的工业机器人,而此前的工业机器人基本上采用液压驱动方式。与采用液压驱动的机器人相比,采用伺服电动机驱动的机器人在响应速度、精度、灵活性等方面都有很大提高,因此,也逐步代替了采用液压驱动的机器人,成为工业机器人驱动方式的主流。在此过程中,谐波减速器、R/V减速器等高性能减速机构的发展也功不可没。近年来,交流伺服驱动已经逐渐代替传统的直流伺服驱动方式,直线电动机等新型驱动方式在许多应用领域也有了长足发展。

(2) 信息处理速度的提高。机器人的动作通常是通过机器人各个关节的驱动电动机的运动而实现的。为了使机器人完成各种复杂动作,机器人控制器需要进行大量计算,并在此基础上向机器人的各个关节的驱动电动机发出必要的控制指令。随着信息技术的不断发展,CPU的计算能力有了很大提高,机器人控制器的性能也有了很大提高,高性能机器人控制器甚至可以同时控制20多个关节。机器人控制器性能的提高也进一步促进了工业机器人本身性能的提高,并扩大了工业机器人的应用范围。近年来,随着信息技术和网络技术的发展,已经出现了多台机器人通过网络共享信息,并在此基础上进行协调控制的技术趋势。

(3) 传感器技术的发展。机器人技术发展初期,工业机器人只具备检测自身位置、角度和速度的内部传感器。近年来,随着信息处理技术和传感器技术的迅速发展,触觉、力觉、视觉等外部传感器已经在工业机器人中得到广泛应用。各种新型传感器的使用不但提高了工业机器人的智能程度,也进一步拓宽了工业机器人的应用范围。

### 2.3.2 工业机器人未来的发展趋势

(1) 工业机器人的应用范围将进一步扩大。日本的机器人产业得到发展的主要原因是工业机器人在以汽车、电子、

电动机等行业为代表的制造业中得到了广泛应用。目前,日本的工业机器人产业已经相当成熟,现有行业中设备的更新换代在其市场中占有很大比例。然而,随着技术的进步和机器人价格的不断下降,工业机器人的应用也将逐步扩展到目前尚没有大规模采用工业机器人的其他行业。因为成本方面的原因,美国和欧洲在工业机器人的推广应用方面一直远远落后于日本。但是,随着近年来工业机器人价格的不断下降和人力成本的不断上升,美国和欧洲也开始积极在制造业中采用工业机器人。

图5.3-6给出了1990~2003年美国制造业的人员工资与工业机器人价格之间的关系。从图中可以看出,在此期间,制造业工人的工资增加了大约60%,而在假定性能不变的情况下,工业机器人的价格则下降到了原来的60%左右。而在考虑了机器人性能提高的因素后,机器人的价格则实际上下降了大约80%。也就是说,从1990~2003年的13年时间内,在制造业中引入工业机器人的优越性扩大了大约8倍。这也是近年来欧美国家开始大量采用工业机器人的主要原因。同样,虽然由于人力成本相对较低,目前发展中国家采用工业机器人的积极性还不是很高,但随着人力成本的逐渐增加,熟练工人人数的逐渐减少和对产品质量要求的不断提高,许多发展中国家在不远的将来也会积极采用工业机器人。



图 5.3-6 美国工业机器人价格指数变化

(2) 企业将更加重视价格因素和系统集成能力。

作为工业自动化的重要组成部分,工业机器人近年来在技术方面有了长足进步。为了满足用户的需求,工业机器人的功能不断丰富,性能和精度也不断提高,各主要工业机器人生产企业的产品在性能上的差别已经很小。因此,近年来许多用户在引进工业机器人时开始更加重视机器人的价格和运营成本。

日本企业在技术和价格方面具有较大优势,其市场占有率也在顺利扩大。但与此同时,韩国、中国台湾的机器人生产企业也开始以低端产品为中心向日本企业发起了冲击。包括日本国内企业在内,在今后的一段时间内,激烈的价格竞争将不可避免。因为目前各个公司的工业机器人在功能和性能方面相差不大,而在实际生产过程中机器人通常是作为生产单元或自动化生产线的一个组成部分,因此,系统集成商在机器人的推广使用中起着非常重要的作用。为了更好地满足用户的需求,系统集成商都在积极采取措施,努力掌握核心技术或积极与掌握核心技术的企业联合,以求在竞争中取胜。而另一方面,机器人生产厂家自身也在积极开展系统集成方面的工作。

(3) 若干种机器人市场将有较大增长。预计在未来几年内,以下几种工业机器人将有较大幅度的增长:

1) 液晶、等离子面板搬送机器人。虽然2004年下半年液晶面板的投资有些下降,但从2005年下半年开始,液晶面板生产企业的设备投资开始恢复,并在2006年有所扩大。



随着以韩国和中国台湾为中心的第七代液晶面板生产线不断上马,所需要的工业机器人也不断增加;而随着液晶面板尺寸的增加,所需要的机器人的负载能力也将逐步增加,从而带来机器人系统整体投资的提高。

2) 弧焊机器人。弧焊机器人主要用于汽车、摩托车生产过程中的车身、底盘、引擎、进排气系统等部分的焊接。2005年,日本汽车生产相关企业在全球范围内市场情况良好,日本工业机器人生产企业也取得了良好业绩。虽然不同国家和地区的汽车和摩托车生产会出现一定波动,但在全球范围内,与汽车和摩托车生产相关的设备投资将会保持上升趋势,因此,弧焊机器人的市场也会随之发展。

3) 直角坐标机器人。与单轴机器人相比,直角坐标机器人可以用于装配、检测等目的,用途更加广泛。随着全球范围内与汽车、液晶电视、手机等生产相关的设备投资的不断增加,对直角坐标机器人的需求也将有较大增加。

### 3 工业机器人系统的组成、运动及分类

#### 3.1 工业机器人系统的组成

如图 5.3-7 所示,一台完整的工业机器人由以下几部分组成:操作机、驱动系统、控制系统和为使机器人进行作业而要求的外部设备。工业机器人的组成情况如图 5.3-8 所示。

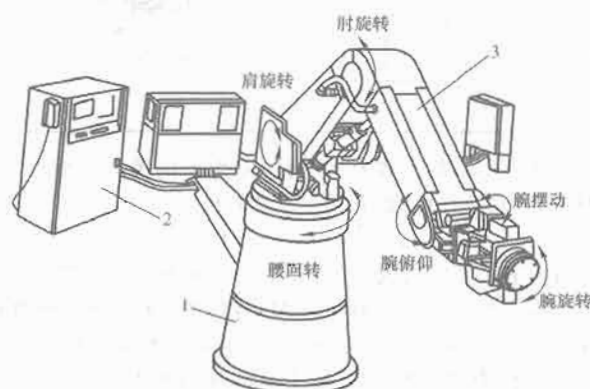


图 5.3-7 工业机器人系统的组成  
1—机座; 2—控制系统; 3—操作机

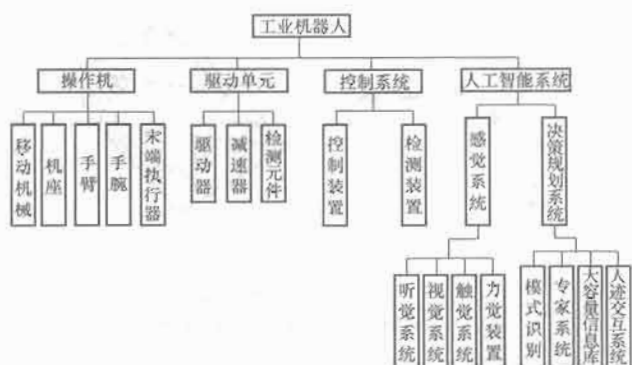


图 5.3-8 工业机器人组成框图

##### 3.1.1 操作机 (执行系统)

操作机是工业机器人的机械主体,是被控制用来完成各种作业的执行机构,它因作业任务不同而有各种结构形式和尺寸。工业机器人的“柔性”除体现在其控制系统可重复编程外,还和机器人操作机的结构形式有很大关系。机器人中

普遍采用的关节结构,具有类似人体腰、肩、臂和腕等仿生结构。人类经历漫长岁月的自然进化,其肢体构造能适应各种不同的工作任务,灵活性非常大,所以机器人采用关节型结构来实现其“柔性化”是非常科学和自然的,这也许也是把这种自动化装置称为机器人的一个原因。操作机通常由下列部分构成。

(1) 末端执行器 (又称手部): 是操作机直接执行工作的装置,并可设置夹持器、工具、传感器等,是工业机器人直接与工作对象接触以完成作业的机构。

(2) 手腕: 是支撑和调整末端执行器姿态的部件,主要用来确定和改变末端执行器的方位和扩大手臂的动作范围,一般具有 2~3 个回转自由度以调整末端执行器的姿态。有些专用机器人可以没有手腕而直接将末端执行器安装在手臂的端部。

(3) 手臂: 由操作机的动力关节和连接杆件等构成,是用于支撑和调控手腕和末端执行器位置的部件,手臂有时不止一条,而且每条手臂也不一定只有一节 (如关节型),有时还应包括肘和肩的关节,因而扩大了末端执行器姿态的变化范围和运动范围。

(4) 机座: 有时称为立柱,是工业机器人机构中相对固定并承受相应的力的基础部件。机座可分固定式和移动式两类,其中移动式机座下部安装了移动机构,可以扩大机器人的活动范围。

#### 3.1.2 驱动系统

工业机器人的驱动系统是由驱动器、减速器、检测元件等组件构成,是用来为操作机各部件提供动力和运动的装置,也就是机器人的动力装置。机器人使用的动力源有: 压缩空气、压力油和电能,因此相应的动力驱动装置就是汽缸、油缸和电动机。这些驱动装置多安装在操作机的运动部件上,所以要求它的结构小巧紧凑,重量轻、惯量小,工作平稳。

#### 3.1.3 控制系统

工业机器人的控制系统是机器人的“大脑”,它通过各种控制电路硬件和软件的结合来操纵机器人,并协调机器人与生产系统中其他设备的关系。普通机器设备的控制多着重自身动作的控制,而机器人的控制系统还要注意建立自身与作业对象之间的控制联系。一个完整的机器人控制系统 (见图 5.3-9) 除了作业控制器和运动控制器外,还包括控制驱动系统的伺服控制器以及检测机器人自身状态的传感器反馈部分。对于智能机器人,还应有人工智能系统。它主要由两部分组成,一部分为感觉系统 (硬件),主要靠各类传感器来实现其感觉功能。另一部分为决策、规划智能系统 (软件),它包括逻辑判断、模式识别、大容量数据库和规划操作程序等功能。在实际使用的机器人中,不一定要具备上面所提到功能中的全部装置,但一般工业生产中实用的工业机

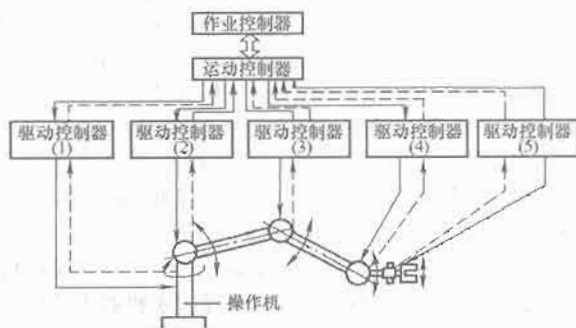


图 5.3-9 工业机器人控制系统示意图

机器人,至少应具有操作机、驱动系统和控制系统中的大部分内容。具有人工智能系统的较为完善的智能机器人,目前尚处于实验研究阶段。控制系统是决定机器人功能和水平的关键部分,也是机器人系统中更新和发展最快的部分。

### 3.2 工业机器人的运动系统

为了用简洁的线条和符号来表达机器人的特种运动及结构特征,国标 GB/T 12643—1990 中规定了机器人各种运动功能的图形符号,如表 5.3-5 所示。利用这些代表性符号,可以简便地绘制出工业机器人机构的简图。工业机器人的运动,可从工业机器人的自由度、工作空间和机械结构类型等三方面来讨论。

表 5.3-5 工业机器人运动功能图形符号

名称	图形符号		工业机器人机构简图
	正视	侧视	
移动副			
回转副			
螺旋副			
球面副			
末端执行器			
机座			

#### 3.2.1 工业机器人的运动自由度

机器人实现操作功能的操作机,其运动是由各连接杆件的运动复合而成的。各连接杆件在三维空间运动,故属于空间机构。由于驱动和结构上的原因,在大多数情况下,其运动副实际上只用回转副(通常称为回转关节,记作 R)和移动副(通常称为移动关节,记作 P)、螺旋副(记作 H)及球面副(记作 S)四种。由若干个连接杆件和运动副(关节)组合而成的机器人机构是一多自由度的空间开式运动链型机构。

所谓机器人的运动自由度是指确定一个机器人操作机位置时所需的独立运动参数的数目,它是表示机器人动作灵活程度的参数。机器人是由杆件和连接它的关节(运动副)构

成,关节由一个或多个自由度(degree of freedom)组成。杆件是指两个关节之间的连杆,一般有串联杆件和并联杆件两类。

自由度是表示机器人运动灵活的尺度,意味着独立的单独运动的个数。自由度分为主动自由度和被动自由度两类,前者指该自由度能产生驱动力,而后者不能产生驱动力,只能被动地跟随其他关节运动。

表 5.3-6 是几种有代表性的单自由度关节的符号和运动形式。

表 5.3-6 单自由度关节

名称	符号	举例
平移		
回转		
旋转(1)		
旋转(2)		

设可动部件的个数为  $n$ , 自由度为  $F$  的关节个数为  $P_f$ , 则杆件机构的自由度  $F$  可由下式算出

$$F = 6n - \sum (6 - f) P_f$$

杆件和关节的构成方法大致可分为两种。从手臂的全貌看,构成手臂的杆件和关节是串联连接的,称为串联杆件机械手(serial link manipulator)或开式链机械手;而并联连接的,则称为并联杆件机械手(parallel link manipulator)或闭式链机械手。图 5.3-10 中给出了串联和并联机械手的自由度构成的例子。实际上,大部分机械手是串联杆件型的。

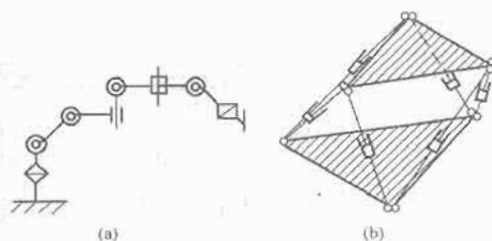


图 5.3-10 手臂的形态  
(a) 串联杆件型; (b) 并联杆件型

由空间机构的分析可知,一个作空间运动的自由杆件具有六个自由度(三个独立的移动和三个独立的回转)。当两杆件组成运动副后,即引入了约束条件,回转副、移动副和螺旋族副的约束条件都是 5 个,所以它们都只有一个独立运动(自由度)。因此,也可以说机器人的运动自由度就是机器人能独立运动(回转和移动)的关节数目。人的手臂有 7 个自由度,其中肩关节为 3,肘关节为 2,手关节为 2(或

从功能观点来看,也可认为肩关节为3、肘关节为1、手关节为3,它比6还多,把这种比6还多的自由度称为冗余自由度(redundant degree of freedom)。人由于有这样的冗余性,在固定了指尖方向和手腕位置的情况下,可以通过旋转肘关节来改变手臂的姿态,因此就能够回避障碍物。一般固定程序的机械手,动作比较简单,自由度也比较少。工业机器人的自由度越多,动作的灵活性和通用性就越好,有些高级的智能型机器人的自由度超过6个。机器人操作机的自由度数应与原动件数相等。自由度越多,结构和控制就越复杂。在计算机机器人的自由度时,末端执行器或夹持器的动作是不计入的,因为这个动作并不改变工件(或工具)的位置和姿态。

决定机器人自由度的构成,必须是它能完成与目标作业相适应的动作。例如,若仅限于二维平面内的作业,有3个自由度就够了。另外,在化学工厂这类障碍物很多的有代表性的环境中,如果是用机器人进行维修为目的,那么也许需要7个以上的自由度。

自由度的构成方法将极大地影响机器人的可动范围和可操作性等性能。例如,球形关节的构造,是可以向任意方向动作的3个自由度关节,它能方便地决定适应于作业的姿态。然而,由于驱动器可动范围的限制,它很难完全实现这一功能。所以机器人通常是把3个单自由度机构串联连接,以实现这种3个自由度的要求。采用这样的串联连接方法,即使是相同的3个自由度,其自由度的组合方法也有多种,各自的功能也不同。

另外,在进行这样的自由度组合时,必须注意奇异点(singular point)的存在。所谓奇异点,是指由于手臂机构的约束,导致手臂姿态失去了某特定方向的自由度功能,加之由于这种自由度的退化,进而在奇异点的附近,关节必须作急剧的姿态变化,驱动系统将承受很大的负荷。奇异点的回避问题,主要是在手臂的轨迹控制中加以解决。所以在设计时,有效的方法是设法使自由度的构成在执行作业内容时能容易地回避奇异点。奇异点的例子如图5.3-11所示,在图中,沿箭头方向的自由度已经退化,机械手不能沿此方向运动。

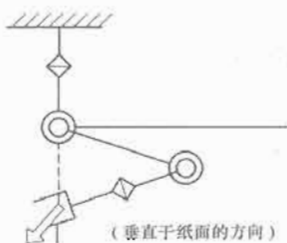


图 5.3-11 奇异点问题

### 3.2.2 机器人的工作空间和机械结构类型

工作空间指机器人正常运行时,手腕参考点能在空间活动的最大范围,是机器人的主要技术参数。

机器人所具有的自由度数,因选用的运动关节的类型及配置的不同,其工作空间的形状亦不同。而每个运动关节所形成运动的变化量,如直线移动的距离、回转角度的大小,则影响工作空间的尺寸大小。为了确定机器人的手臂(末端执行器)在空间的位置,一般需要由机座和手臂(包括肩和肘)提供三个位置自由度,用三个位置坐标来表示。为了能调整手部(末端执行器)夹持工件(或工具)在空间的状态(方位),需要由手腕提供三个姿态自由度。用三个角度来表示,操作机应具备几个自由度,取决于机器人动作功能的要求,对于动作要求比较简单的机器人(机械手),自由度数可以少于6个,而对于动作要求较复杂、通用性强的机器人,自由度数可超过6个。目前,工业生产中使用的机器人多为4~6个自由度,专用机械手可以只有2~3个自由度。

手臂的主要目的是在三维空间内定位,为此,如前所述必须要3个自由度。这样的自由度构成法,若考虑平移、旋转、回转3种自由度的组合,则共计存在27种,然而根据它的动作形态,代表性的自由度构成可以分成下面5种:

(1) 直角坐标型(Cartesian coordinate robot)(见图5.3-12)。直角坐标型工业机器人,其运动部分由两个相互垂直的直线移动组成(代号PPP),其工作空间图形为长方体。它在各个轴向的移动距离可在各坐标上直接读出,直观性强,易于位置和姿态的编程计算,定位精度高,结构简单,但机体所占空间体积大,灵活性较差。

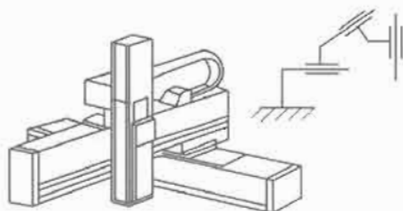


图 5.3-12 直角坐标型机器人

(2) 圆柱坐标型(Cylindrical coordinate robot)(见图5.3-13)。圆柱坐标型机器人是由一个回转和两个平移的自由度组合构成,共三个自由度组成的运动系统(代号RPP),工作空间图形为圆柱形。它与直角坐标型比较,在相同的工作空间条件下,机体所占体积小,而运动范围大。

(3) 球坐标型(Polar coordinate robot)(见图5.3-14)。球坐标型又称极坐标型,它是由两个转动和一个直线移动所组成(代号RRP),即一个回转、一个俯仰和一个伸缩运动组成,其工作空间图形为一球体,可以作上下俯仰动作并能

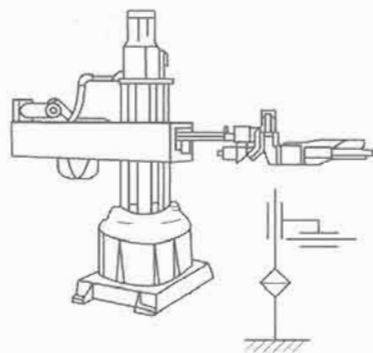


图 5.3-13 圆柱坐标型机器人

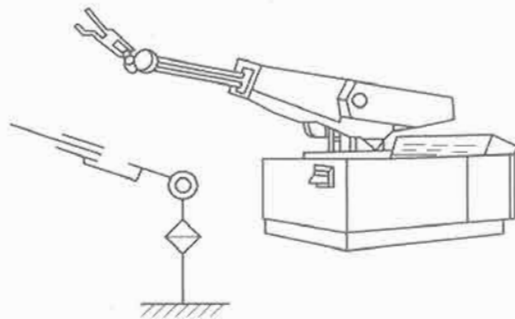


图 5.3-14 球坐标型机器人

够抓取地面上或较低位置的工件,具有结构紧凑、工作空间范围大的特点,但结构较复杂。

(4) 关节型(articulated robot)(见图5.3-15)。关节型又称回转坐标型,主要是由回转和旋转自由度构成,可以看成是仿人手臂的结构,它是具有肘关节的连杆关节结构。从

肘 (elbow) 至手臂根部 (肩: shoulder) 的部分称为上臂 (upper arm), 从肘到手腕 (wrist) 的部分称为前臂 (fore-arm)。其前三个关节都是回转关节 (代号 RRR), 这种结构, 对于确定三维空间上的任意位置和姿态是最有效的。它对于各种各样的作业都有良好的适应性, 但其缺点是坐标计算和控制比较复杂, 且难以达到高精度。

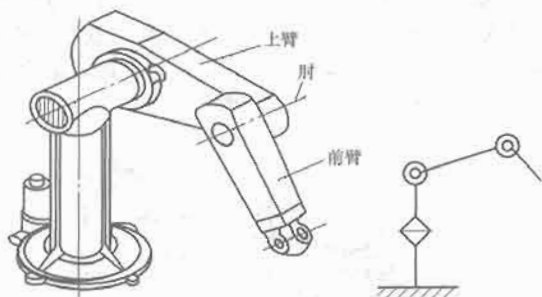


图 5.3-15 关节型机器人

关节型机器人, 根据其自由度的构成方法, 可进一步分成以下几类:

1) 图 5.3-16 是在标准手臂上再加上一个自由度 (冗余自由度), 即所谓仿人型 (anthropomorphic)。

2) 图 5.3-17 的手臂采用了平行四边形连杆, 并把前臂关节驱动用的电动机装在手臂的根部, 可获得更高的运动速度。

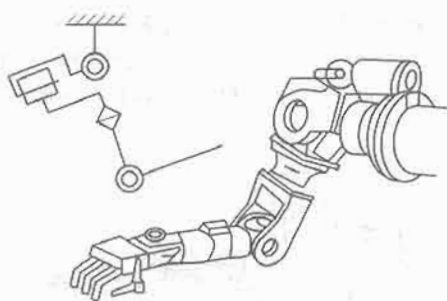


图 5.3-16 仿人关节型机器人

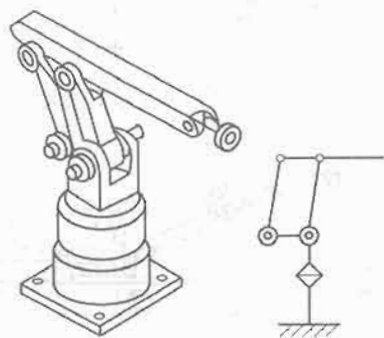


图 5.3-17 平行四边形连杆型机器人

3) 图 5.3-18 所示的是 SCARA 型机器人 (Selective Compliance Assembly Robot Arm), 手臂的前端结构采用在二维空间内能任意移动的自由度, 所以它具有垂直方向的刚性高、水平面内刚性低 (柔顺性) 的特征。但在实际操作中主要不是出于它所具有的这种特殊的柔顺性质, 而是因为它更能简单地实现二维平面上的动作, 特别适合小规格零件的插接装配, 在电子工业零件的接插、装配中应用广泛。

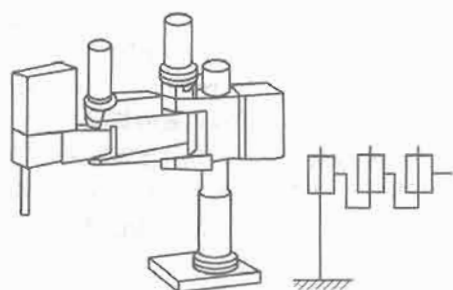


图 5.3-18 SCARA 型机器人

(5) 并联机构的机器人 (见图 5.3-19) 是一种新型结构的机器人, 它通过各连杆的复合运动, 给出末端的运动轨迹, 以完成不同类型的作业。该结构的机器人特点在于刚性好, 可用来完成数控机床的一些功能, 因此也称之为并联机床。目前已有这方面的样机, 它可完成复

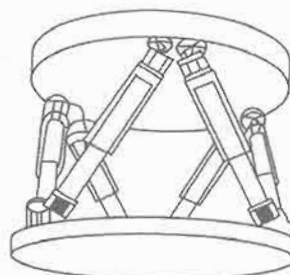


图 5.3-19 并联机构机器人  
杂曲面的加工, 是数控机床的一种新的结构形式, 也是机器人功能的一种拓展。其不足是控制复杂, 工作范围比较小, 精度也比数控机床低一些。

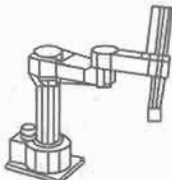
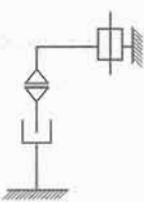


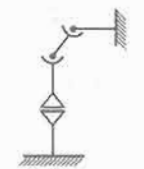


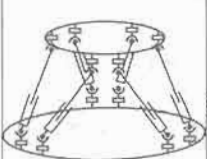

以上介绍了工业机器人的一些基本结构形式和特点。表 5.3-7 给出了常见工业机器人的结构形式和运动形态。工业机器人的机械结构类型, 除上面介绍的 5 种基本类型外, 还可以根据作业运动的需要对机器人的自由度数和关节的配置进行不同的组合。

表 5.3-7 常见工业机器人结构型式及运动形态

机 器 人	关 节 轴	
	运动机构	工作空间
原理机		
直角坐标型机器人		
圆柱坐标型机器人		
球坐标型机器人		



续表

机 器 人	关 节 轴	
	运动机构	工作空间
原理机  SCARA机器人		
关节型机器人 		
并联机器人 		

### 3.3 工业机器人的分类

工业机器人的分类方法繁多,是从不同的角度取其某些特性作为划分的依据。现介绍我国在机器人技术领域应用中较多的分类法。

#### 3.3.1 按使用范围分类

(1) 固定程序的专用机器人(机械手)。通常根据主机的特定要求设计成固定程序(或简单的可变程序)。这种机器人(机械手)多为气动或液动,用行程开关、机械挡块来控制其工作位置,工作对象单一,动作较少,结构与系统简单,价格低廉。

(2) 可编程的通用机器人。工作程序可变,以适应不同的工作对象。通用性强,适合于以多品种、中小批量生产为特点的柔性制造系统。

#### 3.3.2 按使用行业、部门和用途分类

(1) 工业机器人。又可按作业类型分为锻压、焊接、表面喷涂、装卸、装配、检测等机器人。

(2) 采掘机器人。如海洋探矿机器人等。

(3) 军事用途机器人。

(4) 服务机器人。如医疗机器人、家用机器人、教育机器人等。

#### 3.3.3 按机械结构及坐标系特点分类

按机械结构及坐标系特点,工业机器人可分为直角坐标型、圆柱坐标型、球坐标型,其详细内容已在前面作了介绍。

#### 3.3.4 按机器人运动控制方式分类

(1) 点位控制(PTP)机器人。就是点到点的控制方式,这种控制方式只能在目标点处准确控制机器人末端执行器的位置和姿态,完成预定的操作要求。目前应用的工业机器人中,很多是属于点位控制方式的,如上下料搬运机器人、点焊机器人等。

(2) 连续轨迹控制(CP)机器人。机器人的各个关节同

时做受控运动,准确控制机器人末端执行器按预定的轨迹和速度运动,并能控制末端执行器沿曲线轨迹上各点的姿态。弧焊、喷漆和检测机器人等均属连续轨迹控制方式。

#### 3.3.5 按驱动方式分类

按驱动方式,工业机器人可分为液压驱动式、气动式、电力驱动式(这是目前用得最多的一类)。

#### 3.3.6 根据机器人的功能水平和技术先进程度按“代”分类

(1) 第一代机器人。其特点是采用开关量控制、示教再现控制或数字控制。其作业路径和运动参数需通过示教或编程给定。20世纪60年代以来,工业中实际应用的绝大多数工业机器人都属于第一代机器人,它包括可编程及固定程序(用于上、下料)的工业机器人、具有记忆装置的示教再现型机器人、数控型搬运机器人等。

(2) 第二代机器人。是20世纪70年代开始出现的,其技术特点是采用计算机直接控制,是通过具有视觉、触觉的摄像机和传感器,能“感觉”外界信息并通过计算机进行计算和分析,自动地控制操作机进行运动和操作。因此,其控制方式较第一代机器人要复杂得多。目前这类机器人已开始在工业生产、排险救灾等场合应用,并将进入普及阶段。

(3) 第三代机器人。即智能机器人,这是国内外正在积极研究、开发的高级机器人,其主要特点是具有人工智能,包括模式识别能力、规划决策能力、知识库、专家系统、人机交互能力等。

## 4 工业机器人的控制系统

### 4.1 工业机器人控制功能的基本要求

控制系统的功能是控制机器人操作机和操作,以满足作业的要求。在作业中,机器人的工作任务是要求操作机的末端执行器按规定的点位或轨迹运动,并保持预定姿态。在运动中或在规定的某些点位执行作业规定的操作。对工业机器人的控制功能大致有以下的基本要求和特点。

#### 4.1.1 实现对位姿、速度、加速度等的运动控制功能

在机器人的各类作业中,运动的控制方式主要有以下两种:

(1) 点位控制方式(PTP控制)。这种控制方式考虑到末端执行器在运动过程中只在某些规定的点上进行操作,因此只要求末端执行器在目标点处保证准确位姿以满足作业质量要求。面对达到目标点的运动轨迹(包括移动的路径和运动的姿态)则不作任何规定,如图5.3-20(a)所示。这种控制方式易于实现,但不易达到较高的定位精度,适用于上下料、搬运、点焊和在电路板上安插元件等只要求在目标点处保持末端执行器准确位姿的作业中。

(2) 连续轨迹控制方式(CP控制)。这种控制方式要求末端执行器严格按预定的轨迹和速度在一定精度要求内运动,以完成作业要求。这就必须保证机器人各关节连续、同步地实现相应的运动,如图5.3-20(b)所示。这种连续轨

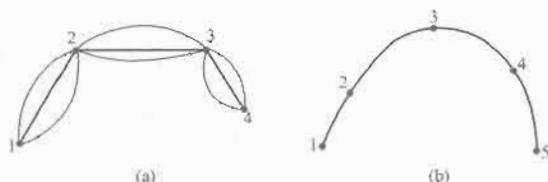


图 5.3-20 点位控制和连续轨迹控制的区别

(a) 点位控制; (b) 连续轨迹控制

迹可看成是若干密集的点运动的总和。这些密集的点就构成连续的轨迹曲线。若预定的点足够密,就能用点位控制的方法实现高精度的连续轨迹运动。这些预定点可由规定的曲线直接得出,将这些预定点的参数按每一个关节(自由度)的位置信息存入存储器,作为控制给定值,即可进行控制操作。通常,连续轨迹运动是利用插补拟合技术来得到足够密的预定点,这样可避免点位控制方法要求存储量过大的缺点。CP控制比较复杂,除需插补运算外,还要进行多关节同时作受控运动才能实现。通常弧焊、喷涂及检测作业机器人都需采用CP控制方式。

#### 4.1.2 机器人控制系统应具有存储和示教功能

要使机器人具有完成预定作业任务的功能,须先将要完成的作业示教给机器人,这个操作过程称为“示教”。将示教内容记忆下来,称为“存储”。使工业机器人按照存储的示教内容进行动作,称为“再现”。所以,工业机器人的动作是通过示教—存储—再现的过程来实现的。在早期的普及型工业机器人的控制中,是利用行程开关、挡块、凸轮及各类顺序控制器来实现这一过程的。由于计算机性能的提高和价格下降,目前大多数机器人都采用计算机控制,用不同的方法完成示教编程,实现自动完成预定的作业任务,关键在于控制系统具有记忆功能,能存储完成作业所需的全部信息。工业机器人示教主要有两种方式:一种是间接示教方式,另一种是直接示教方式。

(1) 间接示教方式是一种人工数据输入编程方法。它将数值、图形等与作业有关的指令信息采用离线编程方法,利用机器人编程语言离线编制控制程序,经穿孔纸带、磁带、键盘、图像读取装置等输入媒体,进而输入计算机存储器。这里涉及到机器人控制中的很多技术问题,如轨迹插补拟和、技术、坐标变换、轨迹规划等。离线编程方法具有不占用机器人工作时间、可利用标准的程序和CAD数据库中的资料、加快编程速度、能预先进行程序优化和仿真检验等优点。

(2) 直接示教方式是一种在线示教编程方式,它又分成两种形式,一种是人工引导末端执行器式示教编程方法(又称手把手示教),另一种是示教盒示教编程方法。所谓手把手示教是指由操作者直接用手把着机器人的示教手柄,使工业机器人的末端执行器完成预定作业要求的全部运动(路径和姿态)。同时,计算机按一定采样间隔测量出运动过程的全部数据,记入存储器。采样率一般在每分钟3000~5000个点,其间隔主要取决于所要求的运动轨迹准确度、平滑性和计算机存储容量。这样一组数据经必要的修正就完成了连续轨迹运动的控制程序。再现工作过程时,以相同的时间间隔顺序取出程序中各点的数据,使机器人重新编辑,即完成点位运动的控制程序。这种编程方法的特点是操作简便,能在较短时间内完成复杂轨迹的编程,但编程点的位置准确度较差。此外现场操作还存在人身和有害环境的不安全因素。为此可采用机械模拟装置进行示教,但准确度将下降,增加设备费用。

示教盒示教编程是目前工业机器人最常用的示教方法。示教盒是一种以微处理器为基础的编程装置,它包括一组控制操作的按钮,一组实现编程和修改的按钮以及运行、测试按键等。示教盒的形式很多,大多为一种手提式的小型操作按钮盘。操作者操纵示教盒上的不同按钮,控制机器人操作机各关节单轴运动或多关节协调运动,以形成空间直线或曲线运动,并达到规定位置,完成示教编程操作。与手把手示教方法相比,此方法示教过程较安全,但编程精度不高。

#### 4.1.3 对外部环境的检测和感觉功能

随着传感技术的发展和机器人性能要求的提高,要求

机器人具有对外部状态变化的适应能力,具有对有关信息进行检测、识别、判断、逻辑思维等功能,这就是已开始用于工业生产的具有感觉的(包括视觉、触觉)第二代机器人和正在开发、研制中的第三代机器人(智能机器人)。

### 4.2 开放式工业机器人控制器

现代化工业生产和机器人研究对机器人控制器开放性的要求越来越迫切。制造业要求工业机器人具有更大的柔性和更强大的编程环境,适应不同的应用场合和多品种小批量的生产。计算机集成制造(CIM)要求机器人能和车间中的其他自动化设备集成在一起。研究人员为了提高机器人系统的性能和智能水平,要求机器人控制器具有开放结构和集成各种外部传感器的能力。然而,目前商品化的机器人系统均采用封闭结构的专用控制器,一般采用专用计算机(如PUMA机器人使用PDP-11)作为上层主控计算机,使用专用机器人语言(如VAL)作为离线编程工具,采用专用微处理器,并将控制算法固化在EPROM中。这种专用系统很难(或不可能)集成外部硬件(包括传感器和软件)。修改封闭系统的代价是非常昂贵的,如果不进行重新设计,多数情况下在技术上是不可行的。解决这些问题的根本办法是研究和采用开放结构的机器人控制器。

#### 4.2.1 开放式机器人控制器定义(ORC—Open Robot Controller)

目前,国际上对机器人控制器的开放性还没有明确的定义。根据IEEE对“开放”的官方定义,开放系统应满足系统的应用能在不同的平台之间移植,能与其他应用系统交互,为用户提供一致的交互方式。Lothar Rossol(Trellis Software & Control Inc.)认为开放系统应该运行在商品化的标准计算机硬件和操作系统上,具有开放的硬件和软件接口以及标准工业用户图形界面。Brain Christensen(Deneb Robotics Inc.)认为开放意味着一种即插即用策略,系统的元素可以是真实的、虚拟的或两者兼有,实现真实或虚拟的机器人单元与真实的PLC/PC或整个虚拟工厂之间的无缝通信。Peter Manley(Cimetrix Inc.)认为开放系统应该基于标准计算机体系(如VME或ISA总线)和标准处理器(如Motorola680x0、Power PC或基于Intel x86/Pentium的系统),运行于UNIX或Windows NT等标准操作系统,采用Visual Basic和Visual C++或C/C++和X+/Motif等标准语言编程,控制软件允许新的控制算法,如运动学、力控、运动和I/O子系统等。针对开放式机器人控制器已有的研究工作集中于机器人控制结构的定义,实现系统部件模块化,接口的标准化,提高软件代码的复用性、效率、可维护性、正确性以及程序的易读性,为用户提供方便的任务描述和编程环境。目的是提高系统开放性和交互性,便于任何机器人控制研究,如综合和使用外部传感器,轨迹规划和生成,伺服控制算法研究,提高系统的可配置性和可扩展性,便于修改扩展系统以适应新的应用,提供一致友好的用户接口。William E. Ford总结了开放式机器人控制器主要思想:①使用基于非专用计算机平台(如Sun、SGI、PC等)的开发系统;②使用标准的操作系(如UNIX、VxWorks)和标准的控制语言(如C或C++);③硬件基于标准总线结构,能够与各种外围设备和传感器接口;④使用网络策略,允许远程操作。

从严格的定义出发,依据控制系统的开放程度,机器人控制器被分为三类:封闭型、开放型和混合型。封闭型的控制系统是不能或者很难与其他硬件和软件系统结合的独立系

统；而全开放的控制系统具有模块化的结构和标准的接口协议，其硬件和软件的各个部件，都可以很方便地被用户和生产厂家变更，它的硬件和软件结构能方便地集成外部传感、控制算法、用户界面等等；混合型控制系统结构是部分封闭、部分开放的。现在应用中的工业机器人的控制系统，基本上都是封闭型系统或混合型系统。

开放结构控制器大大提高了系统的柔性、可配置性、可扩展性、交互性、可交换性、可移植性、可伸缩性、可靠性和复用性。与传统的专用系统相比，开放式机器人控制器的优点主要有：

(1) 开放式机器人控制器的设计可以由用户或第三方开发人员更换或修改，用户可以根据需要进行机器人控制器选型，开放式机器人系统的应用范围更广。

(2) 硬件和软件结构很容易集成传感器、操作接口（如力反射）、新的伺服控制规律等。

(3) 开放式机器人控制器采用模块化技术，开发机器人系统的过程中可以使用经过测试、性能良好的子系统模块。功能模块的复用可以降低开发成本，提高系统的质量和安全性，保证控制器能满足需求，不会产生意想不到的致命错误，使机器人系统安全性能得到可靠的保证。采用通用模块使得重复性的开发工作大大减少，简化了编程工作，从而减少了整个系统开发的时间和成本。

(4) 开放式控制器便于实现平台、操作系统和用户接口的标准化。通用开放式控制器具有减少培训需求、降低系统支持需求和减少维护成本的前景。

(5) 硬件和软件实现的开放式方法使得任何符合接口标准的第三方硬件和软件包都可以添加到系统中或替换功能相同的部件，从而刺激系统供应商之间的竞争。通过竞争，一方面用户可以获得更丰富的硬件和软件资源，降低实现成本；另一方面也加速了从研究系统向可操作系统的转化，这样缩短了从研究到商品化产品的周期。

#### 4.2.2 开放式机器人的控制结构

机器人系统是一个复杂系统，处理复杂性的方法是定义一种控制结构，把复杂系统分解成若干个可处理的部分，每个部分对外部行为给出一个简单的接口，忽略或在某种程度上简化内部行为，这方面的研究工作都集中于定义一个与实现平台无关的抽象模型。ALbus 提出的模型包括 7 层：执行机构、传感器、传感器处理、环境建模、任务分解、数值判断和全局内存/通信，每一层的反馈都是闭环的。George Saridis 教授提出了基于分层递阶控制结构的智能机器人结构。该结构由组织层、协调层和执行层三个基本层组成。组织层使用神经网络进行推理决策规划，而用 Boltzmann 机组织执行命令所需的动作和规则，协调层使用 Petri 网设置通讯协议。控制系统智能的分布基于一种提高精度降低智能（IP-DI）的原则。嫡函数被用作传感器集成的控制函数。Meystet 使用与 Saridis 相同的理论模型，但采用了一种“嵌套式分级层次”结构，该方法在计算能力有限的情况下比较有效。美国 NASA/NBS 的标准参考模型（NASREM）是一个分成三个等级层次的概念模型，每层分为任务分解、环境建模和传感器处理三段，每个模块都是一个有限状态机，接受输入、在状态和输入的基础上进行一些计算，并产生输出。美国能源部（DOE）的研究人员提出了一种基于通讯的通用智能系统控制器（GISC）概念，可以通过协调一系列有扩展功能的半自动子系统获得高级智能行为。每个子系统都有一个定义完整的控制和命令接口，并由一个监控程序通过这些接口协调系统全部活动。每个子系统也可以处理实时低

层控制功能，这些控制功能可以自主、异步地执行。K. Nilson 认为 ORC 应该基于分层结构，并从用户的角度把系统划分为任务级编程、离线编程、在线编程、执行、应用控制、运动控制、手臂控制和电动机控制 9 个层次，并在此基础上提出了开放式机器人控制器的结构（见图 5.3-21）。该结构把上述 9 个层次划分为用户级、系统级和伺服级。任务级编程位于用户级的最高层，在离线编程系统之上实现，可以通过在线编程工具直接访问。系统级负责机器人专用库、I/O 设备和传感器驱动的实现，分成两层：较高的一层用于实现专用机器人库、机器人编程工具和机器人编程语言，叫做执行层；较低的一层用于特定应用运动控制，叫做应用层。伺服级从控制的角度划分为运动控制层、手臂控制层和电动机控制层。运动控制层协调并指挥手臂控制单元和外部扩展的电动机控制，手臂控制层封装了机器人运动的高级反馈控制功能。



图 5.3-21 一种开放式机器人控制结构

#### 4.2.3 开放式机器人的实现

##### 4.2.3.1 硬件平台

实现开放结构控制器首先必须选择合适的平台，实现平台对系统的开放性、实现方式和开发工作量有很大影响。硬件平台应满足：①硬件系统基于标准总线结构，具有可伸缩性；②硬件结构具有必要的实时计算能力；③开放性要求硬件系统模块化，便于添加或更换各种接口、传感器、特殊计算机等；④低成本。操作系统的选择应基于以下原则：①通用性；②必要的实时处理能力；③具有多任务处理、多线程编程功能；④便于使用通用的软件开发工具；⑤丰富的应用软件资源。

随着性能的提高和成本的降低，数字信号处理器（DSP）在机器人运动控制级的应用越来越广泛。DSP 具有很强的浮点运算能力，执行滤波算法的效率很高，通过合理设计主机与 DSP 之间的通信方式，可以降低对操作系统实时性的要求。近年来，基于 DSP 的多轴运动控制技术发展很快，以 DSP 为核心的运动控制卡商品化程度越来越高，目前已能将多至 8 轴的运动控制集成在一块卡上（如 Delta Tau Motion 公司的 PMAC 控制卡）。Galil Motion Control 公司研制出基于 USB 总线的运动控制器 DMC-2000。

到目前为止，开放式机器人控制器的硬件平台可以大致分为两类：基于 VME 总线的系统和基于 PC 总线的系统。基于 VME 总线的系统通常采用 VxWorks、UNIX 操作系统或 UNIX 的扩展版本如 LynxOS。VME 总线是一种广泛应用于工业控制、军事、航空、交通、电信和办公设备的工业总线。图 5.3-22 是一种基于 VME 的机器人系统结构。该系统有若干个用于通用计算和控制的微处理器和一块带有六个浮点数字信号处理器的控制卡，执行机构和传感器通过专用接口直接连接到 DSP 的串口。基于 PC 的 Windows 95/98/



NT 系统因其友好的图形操作界面、广泛的用户基础而成为基于 PC 的机器人控制器的首选。Linux 系统以其源代码的开放性而受到研究人员的关注。图 5.3-23 是一种已经商品化的开放式机器人控制系统 NoVAL, 该系统基于 IPC 和 Windows 操作系统, 用于工业机器人运动控制, 特点是模块化和柔性。

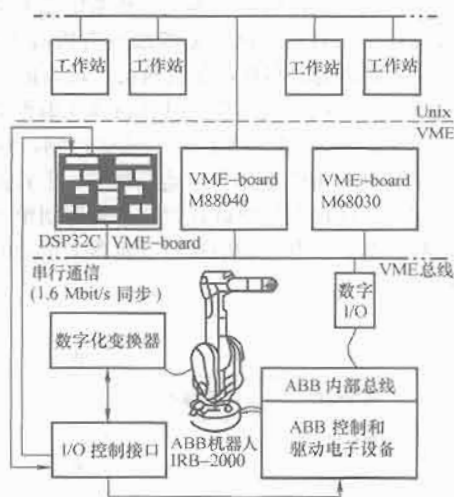


图 5.3-22 一种基于 VME 总线的控制结构

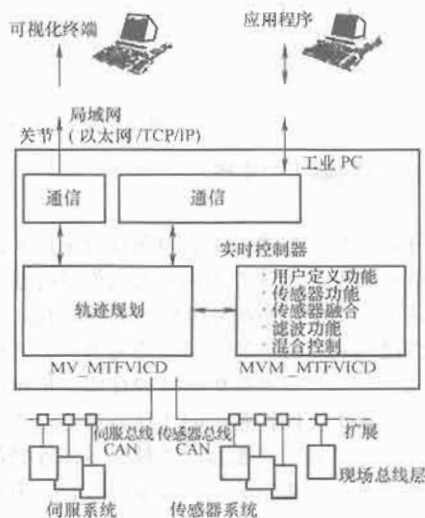


图 5.3-23 一种基于 PC 总线的机器人控制器

采用通用 PC 作为机器人控制器的主控计算机的优点是：①成本低。PC 硬件技术成熟、可靠性高、生产批量大、价格便宜。②具有开放性。PC 总线是一种开放性总线，这使得系统体系结构具有开放性、模块化、可嵌入的特点，开发人员和用户一方面可以根据需要选择合适的软硬件模块，以最低的成本组成性能最佳的系统，另一方面也可方便地进行二次开发。③完备的软件开发环境和丰富的软件资源。④良好的通信功能。成熟的 PC 通信技术很容易实现机器人系统与其他计算机系统或自动化设备通信。⑤用户基础广泛。目前，MOTOMAN、SEIKO 等均把基于 PC 的机器人作为主要发展方向。

由于目前绝大多数 PC 均采用单 CPU，实时处理能力成为 PC 用于机器人控制的瓶颈。在 PC 的操作系统中，MS-DOS 是一个非实时单任务内核。Windows 95 并不具有实时能力，虽然 Windows NT 具有良好的健壮性和安全性，但它不具有严格的实时处理能力，而且它的硬件抽象层使硬件的接口非常困难，而且效率很低，系统的实时性能只能依赖系

统设计和程序设计来保证，且 Windows 95/98/NT 系统中硬件操作和中断编程非常复杂，软件开发的难度较大，解决实时性的另一种方案是采用实时操作系统（如 QNX、Lynx-OS）或在非实时操作系统中使用实时补丁或扩展子系统（如 RTX、RTLinux）。RTX 是微软提供的 Windows NT 的实时子系统；RTLinux 是 Linux 实时补丁；QNX 是一个实时微内核操作系统，内核中不包括硬件驱动，拥有授权的程序员可以直接访问内存和 I/O 口，接触硬件中断服务程序，这使得编写硬件接口很容易。采用实时操作系统或补丁的缺点是降低了系统的通用性，增加了成本；优点是可以用单纯软件的 PC 控制取代 PC+DSP 的控制方式。美国 Clemson 大学的研究人员成功地在 QNX 系统下开发基于 PC 的实时控制系统 QMotor，可望用于机器人控制。

#### 4.2.3.2 软件系统

开放式软件系统应具有以下特点：①可移植性；②便于升级和软件复用；③交互性和分布性；④效率高；⑤健壮性。软件代码应根据实时操作需求，用具有数据抽象能力的语言编写，具有面向对象特征和模块化结构。最合适的语言或模式取决于系统层次、应用、成本—效益需求、实际硬件等，面向对象的编程似乎是最便于机器人系统内核设计和实现的。系统编程一般采用工业上常用的命令语言实现，例如 C/C++、Modula-2 和 Java 等。现代软件工程通常采用基于模式和框架软件设计方法维护系统结构和支持代码重用。同步方法为软件的逻辑和临时特性提供了一种统一的方法和—些正式的验证工具。

为特定的应用开发一个机器人系统是非常复杂的过程，而开发一个完全开放、适合所有应用的机器人系统是不可能也是不必要的。比较可行的是使用混合法，实现一个通用的、具有适应性的结构。美国能源部 RTDP 项目为构造基于 GISC 的系统提供了一系列开发工具，包括智能系统操作环境（ISOE）、监控和子系统通用接口（GENISAS）、机器人编程环境和语言（RIPE/RIPL）、机器人和遥控操作的顺序模块结构（SMART）和图形编程环境 Sancho。Trellis Software & control 公司开发了基于 LynkOSTM 的一系列运动控制软件模块 NOMAD，包括：①一个轨迹生成器；②一个用户环境；③图形伺服调节工具、机器仿真器、命令行接口、示教盒支持以及其他一些应用。这些模块可以与通用计算机硬件和软件组合，构造开放结构的机器人或运动控制器。CIMETRIX Inc. 研究的开放式控制器 ROBOLINE 建立在标准工业平台上，使用 Client/Server 模型连接应用编程环境和底层控制功能。

Server 由处理任务顺序、运动规划和 I/O 的多线程进程组成，保留一个事件模型、控制参数和其他信息的知识库，Client 可以使用其他控制模块、通用工具或应用程序。它还为应用编程人员提供了一个非程序员接口和一个 C 语言应用函数库，包括运动控制函数、I/O 和过程控制、几何建模、用户接口函数以及其他很多函数。CMU 基于传感器的控制系统软件框架采用面向对象的端口设计方法。对象的内部状态和方法对其他对象隐藏，只有对象的端口对其他对象可见，模块间通过全局状态信息数据库机制进行信息交换。文献 [9] 为集成机器人软件开发的开放式软件系统分为任务相关子系统（包括概念单元、服务、ICE（接口、代码和故障恢复模块）、管理子系统（包括内部通信管理和结构信息管理模块）。文献 [10] 采用面向对象的方法实现了软件库 MRROC+，库中包含的构造模块可以定制有特殊要求的多机器人系统的控制器。



无论从机器人技术的发展方面看,还是从其应用的工业领域的自动化发展要求的角度看,机器人控制系统的开放性是必须的。而严格意义上的开放体系结构是有意义的发展方向,然而无论从技术实现的现实可能和从技术成本上考虑,现在追求这样的一个目标,是困难重重和不必要的。由于已有大量的机器人系统存在,而且技术进步是如此之快,令人眼花缭乱,制定一个一定程度开放的标准,也是很困难的。目前的研究重点就是探讨可行的控制系统开放式结构,利用计算机技术和新信息技术的最新发展成果,努力提高控制系统的开放程度,逐步向全开放系统发展。

### 4.3 工业机器人的编程及仿真

机器人本来应该能自主地进行运动,但是,现阶段的机器人还没有达到这样的水平,为了让机器人产生出人们所希望的动作,就必须预先设计机器人的运动过程和编制完成这种运动过程的先后顺序,这与计算机中编制程序的概念是一样的,早期的机器人编程是人通过手把手地示教进行的。示教时把机器人各个关节的角度用多通道记录仪记录下来,然后根据所记录的信号让机器人再现与这些关节角度一样的动作,从而实现人们对机器人的编程。这个过程很像录音机在录制完声音后再重放这种声音的过程。这种方式在机器人技术中叫做示教再现(teaching play-back)。后来,人们使用一种形式语言来描述机器人的运动,这种形式语言叫做机器人语言(robot language)。

机器人语言出现后,人们可以用示教盒机器人语言来对机器人进行编程。方法是:用示教盒将机器人移动到作业位置,然后用机器人语言记录这些位置信息、运动形式与作业内容,形成一个用机器人语言编写的机器人作业程序。执行这些程序,机器人就完成了预定的作业任务。通过机器人运动而对其进行示教的方法叫做在线编程(on-line programming)示教法。与此对应,不需要机器人运动而对其进行示教的方法叫做离线编程(off-line programming)示教法。在离线编程示教法中,一般使用机器人语言和CAD技术进行编程。

把示教再现法和使用机器人语言进行编程示教法作比较,可以看出示教再现法的优缺点,如表5.3-8所示。

两种示教方法的不同之处是,机器人语言编程示教法重视记录机器人运动的文件和资料,更强调使用符号语言来进行各种描述;而示教再现法重视连续地用数值记录机器人的运动顺序与运动条件,其操作过程复杂,作业效率低。虽然现阶段的示教再现法比早期的有了很大的进步,但是还不能说已经从根本上克服了表5.3-8所列的不足之处,因此可以预料,机器人语言编程示教法与CAD/CAM技术相结合,将会得到推广应用。

表 5.3-8 示教再现法的优缺点

优点	(1) 简单方便 (2) 不需要环境模型 (3) 对实际的机器人进行示教时,可以修正机械结构带来的误差
缺点	(1) 功能编辑比较困难 (2) 难以使用传感器 (3) 难以表现沿轨迹运动时的条件分支 (4) 缺乏记录动作的文件和资料 (5) 子程序的概念很弱 (6) 难以积累有关的信息资料 (7) 对实际的机器人进行示教时,在示教过程中要占用机器人

### 4.3.1 工业机器人编程的种类与特征

#### 4.3.1.1 机器人语言的定义及其特征

机器人编程是为了使机器人产生运动。在日本工业标准(JIS)中,从广义上对机器人的示教进行了定义,对机器人的编程也进行了定义,后者的定义是:“一种期望机器人完成某种作业的动作顺序的描述。”机器人语言就是为了方便地进行这种描述而发明的一种编程语言。所谓对机器人的控制,不管是对机器人机械手的控制,还是对机器人两条腿的控制,最终归结为对机器人的关节角度(或速度、力矩)的变化进行控制,于是研究与开发了在采样时间间隔内自动地产生能控制机器人关节角度的各种指令的方法。在日本工业标准中指出,机器人语言是“一种程序语言,一种用于向机器人系统进行输入的形式语言,这种形式语言以人们容易理解的方式,使机器人能够完成人们所期望完成的作业或动作”。机器人语言的含义是:“机器人语言是在人与机器人之间的一种记录信息或交换信息的程序语言。”

在设计机器人的运动过程时,运动顺序信息、环境信息、关于机器人的结构信息都可以在现场进行实测,或者利用存储在计算机内部的已有信息。根据信息来源的不同,有各式各样的机器人运动的设计方式。但是这些不同的设计方式都介于使用机器人实际进行作业的示教再现方式与使用CAD/CAM示教方式之间。

不管是通用的算法语言,还是系统的描述语言,这些描述机器人动作的形式语言都具有相同的算法结构。机器人语言具有下述四方面的特征:

- (1) 实时系统。
- (2) 三维空间的运动系统。
- (3) 良好的人机接口。
- (4) 实际的运动系统。

也就是说,必须在实时处理时间内(在伺服级中在1~10ms之间)能使三维空间内机器人的位置与状态发生物理性的变化。通过对几何模型的运算,能够计算出机器人的运动轨迹。此外,机器人语言系统必须是容易掌握和使用的语言系统。

#### 4.3.1.2 机器人语言程序流程

使用机器人语言的系统流程框图如图5.3-24所示,包括规划系统和执行系统两大部分。规划系统计算从零件形状到机器人动作顺序和运动轨迹的全部数据,但是目前已经实现的规划系统的功能还不充分。向执行系统输入机器人动作指令,然后输出机器人各个关节的角度。

所谓机器人语言,是用数据和符号的形式对机器人的运动进行程序设计的一种语言,所以希望把这些动作指令在实际的机器人上进行试验或在计算机上进行仿真加以确认。这些动作指令程序不是间歇地执行的,而是能够及时地对指令程序进行解释和执行的人机交互系统。因此,执行系统中要有对动作指令进行解释和执行的功能体系。目前,具有语言功能的机器人系统大多数是把



图 5.3-24 控制语言流程图

规划系统和执行系统结合在一起应用的,今后,随着用于机器人的CAD/CAM技术的进一步发展,可以把零件形状定

义、作业规划部分与动作执行部分分离开来。

### 4.3.2 机器人的语言功能

机器人的语言功能是对机器人动作进行描述和控制作业的流程。机器人运动轨迹的控制方式有以下两种:

#### 4.3.2.1 CP 控制方式

CP是英文 Continuous Path Control 的缩写,表示一种机器人连续轨迹控制方式,或表示指定机器人全部运动轨迹的控制方式。

#### 4.3.2.2 PTP 控制方式

PTP是英文 Point To Point Control 的缩写,是一种点位控制,它仅考虑控制的点位是否到达而不考虑各点位之间的轨迹形态。

对喷漆作业和弧焊作业的机器人进行控制的方式属于CP控制方式,对点焊作业和装配作业的机器人进行控制的方式主要是PTP控制方式。它是一种在时间上对各关节轴同时开始、同时结束的控制,而机器人的运动轨迹则因起始点位置的不同而不同。在CP控制方式中,实际上是在PTP控制方式中尽量把插补点的间隔取得很小,使得这些插补点之间的连线近似于一条连续曲线。

图 5.3-25 所示的机器人动作指令的一般形式为  
MOVE PT1, VEL1

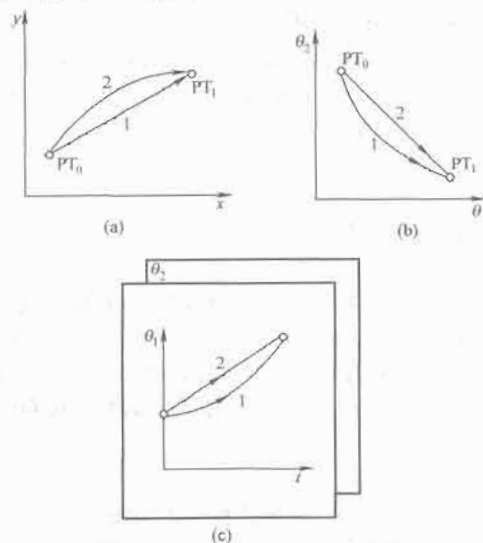


图 5.3-25 机器人动作指令的执行过程

(a) 直角坐标系中的插补; (b) 关节坐标系中的轨迹; (c) 关节角的时间函数

这是从当前位置  $PT_0$  点移动到  $PT_1$  点的动作指令。其中  $PT_1$  是目标点的数据,  $VEL1$  表示移动平均速度或最高速度,这与机器人系统的加速或减速有关。机器人运动速度指令的表达方式有两种:一种是与动作相结合的方式,例如上述动作指令中的  $VEL1$ ;另一种是与动作指令分离的独立指令,这种速度指令的意义是在没有更改命令前保持同等速度,机器人运动速度指令表达方式为  $SPEED$  或  $JSPEED$ 。许多机器人语言采用后一种表达方式。机器人轨迹控制的方式可根据从作业坐标系到关节坐标系的变换方式(逆运动学变换)与指定点的插补方式之间的前后关系来确定和进行分类,如图 5.3-26 所示。

一般工业机器人的插补轨迹分为三种类型:一种是直角坐标系中的直线插补,目的是使机器人的末端沿直线运动;另一种是圆弧的插补,使机器人末端沿圆弧运动;第三种是关节空间中的插补,只能使机器人从某一点到另一点,而不保证机器人末端的任何轨迹。在机器人作业中,应根据不同

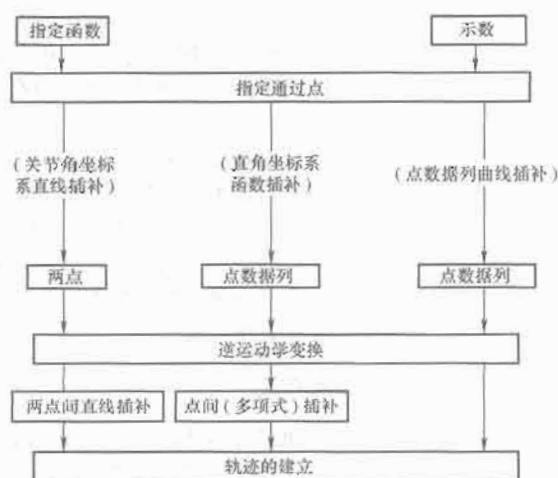


图 5.3-26 机器人轨迹建立过程

的作业要求,选取相应的轨迹插补方式,一般情况下是这几种插补方法的混合使用。

(1) 直角坐标系中的直线插补。首先求出运动时间  $T$ ,然后在直角坐标系内对  $PT_0$  和  $PT_1$  两点间进行插补运算,有如下关系式

$$P(t/T) = PT_0 + t/T(PT_1 - PT_0)$$

再选择适当的点数进行逆运动学变换,于是得到  $\theta(t_j/T) [j=1, 2, \dots, k]$ 。在大多数情况下,要选择位置指令所指定的时间间隔,如有必要,可在关节坐标系内再次对  $\theta_j(t_j/T)$  进行直线插补运算,然后向伺服系统输出指令。

(2) 直角坐标系中的圆弧插补。这是一种对轨迹进行函数关系很明确的插补方法。在几何学上定义一个圆弧有许多方法,例如指定圆周点及圆的半径,或指定三个圆周点等。从这些参数就可以在直角坐标系上列出圆的方程式,这之后与直角坐标系直线插补的方法相同,以适当的间隔在圆周围上进行逆运动学变换,得到  $\theta(t_j/T) [j=1, 2, \dots, k]$  以后的步骤与直角坐标系直线插补的方法相同。

(3) 关节角的直线插补。首先把点  $PT_0$  和点  $PT_1$  在直角坐标系内的距离除以速度,以确定通过点  $PT_1$  的时间值。在以各关节角为纵轴、时间为横轴的曲线上,在  $PT_0$  和  $PT_1$  两点之间进行插补运算。假设第  $i$  个关节的运动时间为  $T$ ,始点和终点的关节角分别为  $\theta_i(PT_0)$  和  $\theta_i(PT_1)$ ,那么在关节角坐标系内的直线插补运算公式为

$$\theta_i(t/T) = \theta_i[PT_0] + t/T(\theta_i[PT_1] - \theta_i[PT_0])$$

其中点  $\theta_i(PT)$  表示在  $PT$  点的关节角  $\theta_i$ 。

### 4.3.3 仿真技术

#### 4.3.3.1 概述

(1) 机器人仿真技术。若要通过计算机自动控制机器人产生人们所期望的动作,就必须在计算机内部建立某种模型,机器人根据这种模型对动作进行规划,并自动地生成完成这些动作的目标程序。为了达到这个目的,需要把机器人操作机和机器人所在的作业环境抽象为某种模型,并且必须对人们所设计的机器人动作进行仿真。仿真技术在机器人的设计和应用中起着重要作用。一般来说,机器人仿真技术涉及的范围很广,但是大致可以把机器人仿真技术分为两大类:

- 1) 设计机器人时结构分析和运动分析的仿真技术。
- 2) 支持机器人编程的仿真技术。

以上第 1) 项仿真技术虽然与机器人的作业示教没有

直接关系,但却是进行机器人结构设计时所必不可少的。不仅如此,把机器人结构分析技术与机器人运动分析技术综合在一起的设计支持系统也是当前最新的设计手段。以上第2)项仿真技术的出发点是在计算机内建立作业环境模型和使用这种模型对机器人运动进行规划。目前,运动示教是机器人系统技术的基础,而运动示教则是通过使用机器人语言编程来实现的。因此,支持机器人编程的仿真技术对机器人系统来说是一项很重要的技术。这种仿真技术水平的高低能左右机器人软件系统功能的优劣。这里仅介绍第二类仿真技术。

(2) 机器人作业示教的仿真。由于引入了仿真技术,在对机器人进行作为示教的编程系统中就能实现如下功能:

- 1) 不用让机器人动作就能预先对其运动情况进行检查。
- 2) 能以对话形式对机器人运动进行示教。
- 3) 能对机器人的运动进行规划,自动生成运动轨迹,使机器人自主地工作。

图 5.3-27 是为了实现上述功能的编程系统框图。在支持机器人编程系统的仿真技术中有以下几项基础技术:在计算机内描述机器人和作业环境的建模技术;使用模型对机器人要完成的作业进行规划和对机器人运动轨迹进行运算的机器人运动仿真技术;把机器人的运动在图形显示器上进行显示的图形仿真技术等。



图 5.3-27 机器人程序系统框图

#### 4.3.3.2 机器人建模

随着机器人技术的高度综合和计算机集成制造技术(CIM)的发展,机器人仿真技术已变得越来越重要。机器人仿真技术不仅局限于单纯的机器人的机械手,在更有效地利用视觉等传感器辅助设计方面,在利用传感器的信息从而实现机器人运动的离线编程等方面,都对机器人仿真技术提出了更高和更广泛的要求。为了满足这些要求,必须极大地提高作为仿真技术核心的环境模型的表达能力。在仿真技术与CAD/CAM技术相结合方面,在仿真技术中引入推理机制方面,都有许多亟待解决的研究课题。另外,如果不把前述两大类仿真技术有机地结合在一起,那么就不能形成完善的机器人仿真系统。

从现阶段仿真技术所达到的水平来看,还不可能一点不差地建立实际环境的模型,也就是说,通过仿真技术所建立的环境模型总是与实际环境有不同之处。此外,在建模过程中还存在由于误差、示教方法和传感器性能的不完善所带来的不确定因素,如何最大限度地消除这些不确定因素的影响,如何大力提高使用含有这些不确定因素环境模型的仿真系统的性能,都是机器人仿真技术中需要进行研究和开发的重大课题。

在机器人的仿真技术中,建模技术是核心,把计算机辅助设计系统(CAD)和机器人编程系统综合在一起,是机器人仿真系统的重要的研究方向之一。在这种综合系统中建立机器人模型时需要下述几方面的信息:

- (1) 对机器人机构进行分析。
- (2) 用于避碰和机器人运动规划的作业对象和机器人本体的三维信息。
- (3) 对作业对象与机器人本体之间的约束关系和连接关系等方面进行描述的信息。
- (4) 与机器人完成作业过程有关的知识。

正确地表达和运用这些信息是机器人建模系统所要求的最重要的条件。另外,仿真技术中重要的是能对三维物体的模型进行描述,为此,在建模过程中必须了解以下各项内容:

- (1) 能建立模型的物体种类。
- (2) 对物体进行描述的完整性与唯一性。
- (3) 模型的描述与表达效率。
- (4) 生成模型的难易程度。

#### 4.3.3.3 支持机器人编程的仿真技术

(1) 离线仿真技术。机器人的运动主要以程序控制的运动为主。自从在生产线上大量应用机器人以来,人们对采用仿真技术的离线编程系统(off-line programming system)的重要性有了深刻的认识。离线编程系统以CAD系统的零件数据为基础,通过图形仿真技术确认机器人的运动状态。

离线仿真技术(off-line simulation)能验证机器人向目标点靠近时的运动状况,也能验证机器人的运动轨迹、碰撞检测、机器人之间的同步动作以及估计机器人的运动时间等。

目前尚未达到机器人动态仿真的水平,这是因为计算机还没有足够的能力来进行各种数据的实时处理,而且与机器人运动有关的仿真需要较长的运算时间,因此要求仿真系统具有像离线编程系统的实时响应性是困难的。

(2) 在线仿真技术。对机器人在线程序控制系统进行仿真,就是对机器人实际的运动进行仿真,当前的仿真结果将对其后的动作起指导作用,这种在线仿真技术(on-line simulation)也是一种重要的仿真技术。对于那些不能预测的事态就不能采用离线仿真方法,而只能用在线仿真方法,根据不同的状况进行机器人运动路径的规划和运动轨迹的修正。例如,实时地实现避碰功能就是一种典型的应用例子。

计算机的能力限制了需要实时处理的计算量,所以必须精心设计简化的环境模型,但到目前为止实现的例子很少。在离线仿真技术所设计的环境模型中,是以对三维物体形状和作业知识等进行符号描述为中心,而在线仿真技术中的环境模型是以动作目标值和势能函数等数值信息为中心的。离线仿真技术预先求出所需的近似数据,与从传感器得到的实际数据相比较,根据两者之差进行运动轨迹跟踪、避碰检测和异常情况检测,这些都是离线仿真技术所要处理的内容。

### 4.4 工业机器人控制系统

作为工业机器人的重要功能部件,伺服驱动和伺服电动机是影响工业机器人控制系统性能指标的重要因素,而且伺服驱动和伺服电动机的成本占到工业机器人系统总成本的1/2左右。因此驱动系统在整个工业机器人系统中凸显其重要意义。



传统伺服电动机驱动器与运动控制器(上位机)之间采用“控制接口卡+并行信号线”的方式,使用模拟信号或脉冲信号实现伺服控制,接线数量多,结构复杂,易受干扰,尤其当伺服电动机数量较多时,系统变得十分臃肿,设备维护相当困难。基于现场总线的伺服电动机驱动器与运动控制器之间通过总线连接,实现伺服电动机的分布式运动控制(DCS),这种结构方式接线少,可靠性高,扩展十分方便,易于实现系统的重配置和维护,系统柔性大为提高,是实现真正的全数字伺服控制系统的途径。所以,基于现场总线的伺服控制成为当今伺服系统的发展方向,国外已经有部分产品出现,如Siemens公司的Profi-bus-DP总线、Fanuc公司的FSSB总线、Rexroth公司采用SERCOS总线<sup>[6]</sup>,ORMEC Systems则将IEEE 1394b用于其伺服电动机驱动器,还有许多厂家在其伺服电动机驱动器上提供多种类型的现场总线接口卡。

但是,随着工业机器人模块化设计的程度越来越高,其功能在逻辑上分为控制、轴向驱动和过程三部分。模块间的相互依赖性已降到最低限度,每个模块均自带计算机电源和监视功能及标准以太网通信功能。这种配置上的灵活性十分有利于模块的布置、其他形式的模块再装配、在最低互干扰的前提下进行的模块升级或更换。因此,总线型驱动系统也显得过于臃肿,不利用驱动系统的集成化。而且自动控制的总体趋势也是将运动控制器、驱动器、PLC和HMI等等越来越多地集成在一个产品中,这样可以降低方案成本,缩减产品占地面积,降低系统应用过程中的工程量。因此,商用工业机器人的主伺服驱动装置采用N合一捆绑形式提供(N轴机器人,一般为6轴),以尽可能减少接线、元件和PCB的数量,进一步降低成本。

本节先概括介绍工业机器人电驱动系统的构成情况,主要介绍交流永磁伺服电动机和伺服系统的情况。然后,以某国际著名工业机器人产品为例,介绍工业机器人控制系统的构成和各部分的性能特性。

#### 4.4.1 工业机器人电驱动系统的组成

机器人电动伺服驱动系统是利用各种电动机产生的力矩和力,直接或间接地驱动机器人本体,以获得机器人的各种运动的执行机构。

(1) 对工业机器人关节驱动的电动机,要求有最大功率质量比和扭矩惯量比、高起动转矩、低惯量和较宽广且平滑的调速范围。特别是机器人末端执行器(手爪)应采用体积、质量尽可能小的电动机,尤其是要求快速响应时,伺服电动机必须具有较高的可靠性和稳定性,并且具有较大的短时过载能力。这是伺服电动机在工业机器人中应用的先决条件。

机器人对关节驱动电动机的主要要求规格如下:

1) 快速性。电动机从获得指令信号到完成指令所要求的工作状态的时间应短。响应指令信号的时间越短,电伺服系统的灵敏性越高,快速响应性能越好,一般是以伺服电动机的机电时间常数的大小来说明伺服电动机快速响应的性能。

2) 起动转矩惯量比大。在驱动负载的情况下,要求机器人的伺服电动机的起动转矩大,转动惯量小。

3) 控制特性的连续性和直线性。随着控制信号的变化,电动机的转速能连续变化,有时还需转速与控制信号成正比或近似成正比。

4) 调速范围宽。能使用于1:1000~1:10 000的调速范围。

5) 体积小,质量小,轴向尺寸短。

6) 能经受得起苛刻的运行条件,可进行十分频繁的正反向和加减速运行,并能在短时间内承受过载。

目前,由于高起动转矩、大转矩、低惯量的交、直流伺服电动机在工业机器人中得到广泛应用,一般负载1000N(相当于100kgf)以下的工业机器人大多采用电伺服驱动系统。所采用的关节驱动电动机主要是交流伺服电动机、步进电动机和直流伺服电动机。其中,交流伺服电动机、直流伺服电动机、直接驱动电动机(DD)均采用位置闭环控制,一般应用于高精度、高速度的机器人驱动系统中。步进电动机驱动系统多适用于对精度、速度要求不高的小型简易机器人开环系统中。永磁同步交流伺服电动机由于采用电子换向,无换向火花,在易燃易爆环境中得到了广泛的使用。

(2) 速度传感器多采用测速发电机和旋转变压器,位置传感器多用光电码盘和旋转变压器。近年来,国外机器人制造厂家已经在使用一种集光电码盘及旋转变压器功能为一体的混合式光电位置传感器,伺服电动机可与位置及速度检测器、制动器、减速机构组成伺服电动机驱动单元。

由于机器人需要位置环控制,所以必须要采用绝对式的位置传感器。位置传感器是伺服系统中重要的检测元件,可以说伺服系统的动态特性主要取决于位置传感器的精度。商用机器人伺服驱动目前应用最多的位置传感器是旋转变压器(旋变)和光电编码器。旋转变压器最终的位置分辨率取决于A/D的精度,高精度A/D器件价格昂贵,所以商用系统中多是采用 $\Sigma-\Delta$ 算法,可产生足12位的位置检测精度。另一方面,高精度绝对式光电编码器包含单圈绝对信息(如17bit)和多圈信息(如16bit),采用串行通讯格式,连线数目较旋转变压器少。旋转变压器价格相对低廉,安装简便,可靠性强,因此欧美工业机器人厂商一般采用旋转变压器作为位置传感器,但位置检测精度一般为12bit。而由于日本伺服技术的导向,日本工业机器人厂商大多采用高精度绝对式编码器作为位置传感器,精度在16bit以上,采用串行通讯方式,连线数目少,便于组装。

(3) 机器人驱动系统要求传动系统间隙小、刚度大、输出扭矩高以及减速比大,常用的减速机构有:

- 1) RV减速机构。
- 2) 谐波减速机械。
- 3) 摆线针轮减速机构。
- 4) 行星齿轮减速机械。
- 5) 无侧隙减速机构。
- 6) 涡轮减速机构。
- 7) 滚珠丝杠机构。
- 8) 金属带/齿形减速机构。
- 9) 球减速机构。

(4) 工业机器人电动伺服系统的一般结构为三个闭环控制,即电流环、速度环和位置环。图5.3-28为一般工业机器人伺服驱动控制系统框图。

目前国外许多电动机生产厂家均开发出与交流伺服电动机相适配的驱动产品,用户可根据自己所需功能侧重不同而选择不同的伺服控制方式。一般情况下,交流伺服驱动器可通过对其内部功能参数进行人工设定而实现以下功能:

- 1) 位置控制方式。



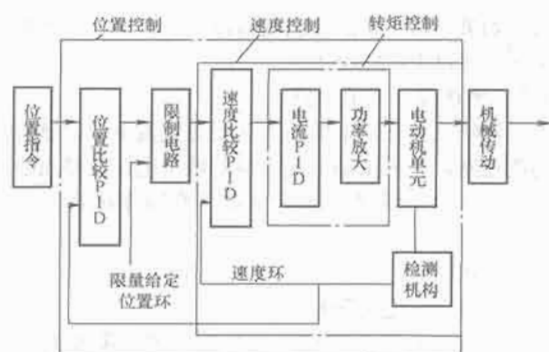


图 5.3-28 工业机器人伺服驱动系统框图

- 2) 速度控制方式。
- 3) 转矩控制方式。
- 4) 位置、速度混合方式。
- 5) 位置、转矩混合方式。
- 6) 速度、转矩混合方式。
- 7) 转矩限制。
- 8) 位置偏差过大报警。
- 9) 速度 PID 参数设置。
- 10) 速度及加速度前馈参数设置。
- 11) 零漂补偿参数设置。
- 12) 加减速时间设置等。
- (5) 伺服驱动器。

1) 直流伺服电动机驱动器多采用脉宽调制 (PWM) 伺服驱动器。

2) 步进电动机是将电脉冲信号变换为相应的角位移或直线位移的元件, 它的角位移和线位移量与脉冲数成正比。转速或线速度与脉冲频率成正比。在负载能力的范围内, 这些关系不因电源电压、负载大小、环境条件的波动而变化, 误差不会长期积累, 步进电动机驱动系统可以在较宽的范围内, 通过改变脉冲频率来调速, 实现快速启动、正反转制动。作为一种开环数字控制系统, 在小型机器人中得到较广泛的应用。但由于其存在过载能力差、调速范围相对较小、低速运动有脉动、不平衡等缺点, 一般只应用于小型或简易型机器人中。

3) 永磁同步电动机交流伺服系统在性能上已达到甚至超过了直流伺服装置的性能, 而且坚固性、可靠性方面比直流伺服装置优越。与异步电动机相比, 它的主要优点是消除了转子损耗, 且易于控制。目前这种系统正向智能化、高精度化的方向发展。从目前国际市场的情况看, 几乎所有的新产品都是交流伺服系统。

交流伺服驱动器几乎集成了现代工业社会的各种先进技术, 是多学科技术交叉的结晶。其主要特点和发展方向如下:

- ①全数字化。
- ②电力电子技术。
- ③高度集成化。
- ④智能化。
- ⑤通信及网络技术。

(6) 直接驱动 (DD)。所谓直接驱动 (DD) 系统, 就是电动机与其所驱动的负载直接耦合在一起, 中间不存在任何减速机构。同传统的电动机伺服驱动相比, DD 驱动减少了减速机构, 从而减少了系统传动过程中减速机构所产生的间隙和松动, 极大地提高了机器人的精度, 同时也减少了由于减速机构的摩擦及传递转矩脉动所造成的机器人控制精度降

低。而 DD 驱动由于具有上述优点, 所以机械刚性好, 可以高速高精度动作, 且具有部件少、结构简单、容易维修、可靠性高等特点, 在高精度、高速工业机器人应用中越来越引起人们的重视。

DD 驱动技术的关键环节是 DD 电动机及其驱动器。它应具有以下特性:

- 1) 输出转矩大。为传统驱动方式中伺服电动机输出转矩的 50~100 倍。
- 2) 转矩脉动小。DD 电动机的转矩脉动可抑制在输出转矩的 5%~10% 以内。
- 3) 效率。与采用合理阻抗匹配的电动机 (传统驱动方式下) 相比, DD 电动机是在功率转换较差的使用条件下工作的。因此, 负载越大, 越倾向于选用较大的电动机。

目前, DD 电动机主要分为变磁阻型和变磁阻混合型, 有以下两种结构型式:

- 1) 双定子结构变磁阻型 DD 电动机。
- 2) 中央定子型结构的变磁阻混合型 DD 电动机。

#### 4.4.2 工业机器人控制系统的组成

图 5.3-29 为一般工业机器人控制器系统结构图。主计算机用于计算机器人位置, 并将此位置向下传送给伺服计算机; 伺服计算机利用获得的位置给定信号和位置反馈信号, 构成位置和速度闭环。伺服计算机同主功率单元相连接, 主功率单元包括整流器和逆变器 (驱动电动机用)。电动机电流和直流母线电压在主功率单元中被检测并通过 Ethercat 传送给伺服计算机, 伺服计算机以此来电流闭环和产生 PWM 开关时间。对于 6 轴主功率单元, 还可以额外增加 3 个独立的功率单元, 它们同样可以受控于伺服计算机。

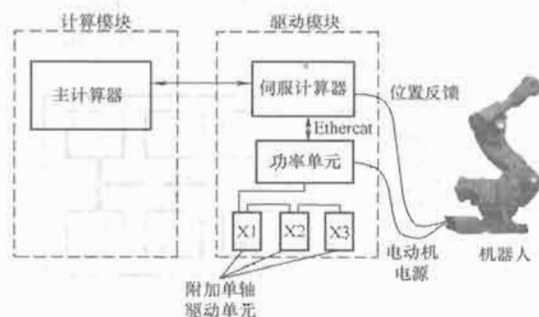


图 5.3-29 机器人控制系统框图

#### 4.4.3 驱动系统框图

图 5.3-30 所示为主功率单元的结构框图, 该单元包含整流器、泻能电路和驱动电动机用的 6 个逆变器, 所有元件

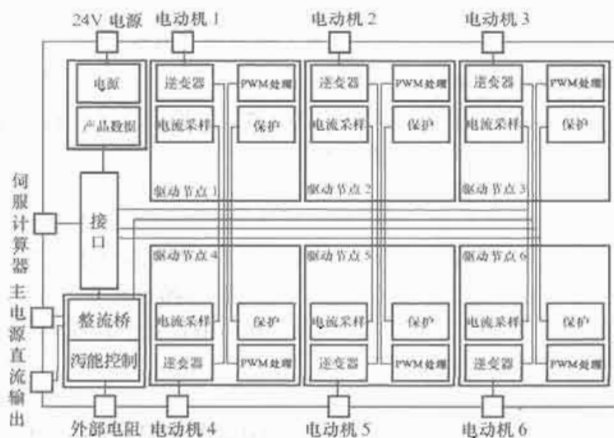


图 5.3-30 主功率单元的结构框图

共用一个散热器。

图 5.3-31 所示为单轴功率单元。该单元可以连接的直流母线上,应用 1200V 的 IGBT 模块,既可以低压驱动又可以高压驱动。

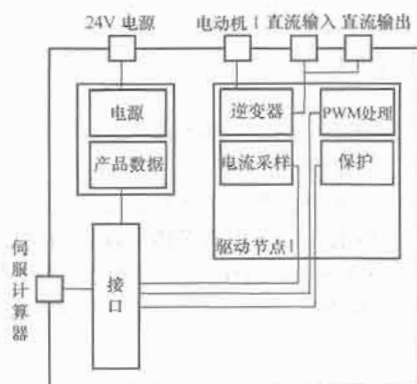


图 5.3-31 单轴功率单元

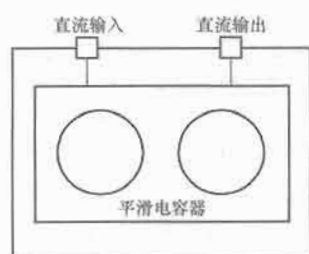


图 5.3-32 附加电容单元

图 5.3-32 所示为附加电容单元。该单元用于当有较多的附加轴添加在直流母线上时提高额外的容量补偿,只适用于主功率单元为 DSQC665 型的低压机器人,高压机器人不需要附加电容单元,主功率单元中电容容量可以承担附加轴的功率。

图 5.3-33 所示为应用主功率单元、电容单元和附加轴单元的低压机器人驱动的实例框图。

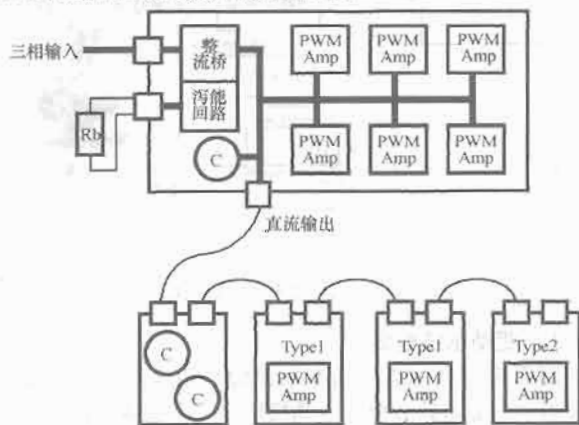


图 5.3-33 低压机器人驱动的实例框图

#### 4.4.4 性能要求

本小节将概括性地介绍机器人控制、驱动系统中各部分的功能和一些通用的技术性能要求。

##### 4.4.4.1 接口设计

可由 FPGA 实现用于功率单元和伺服计算器之间的数据交换,通讯采用 Ethercat 总线实现。各大工业机器人生产商,出于保护本公司产品的技术与维护市场占有率的目的,采用各自不同的总线形式,因此,接口的设计形式各大公司均有自己独特的设计。

性能要求:

(1) 如果通信中遗漏了伺服计算器的信息, PWM 开启信号将会遵从上一轮的通讯结果。

(2) 如果通信中信息包遗漏超过一次以上,逆变器将会自行关闭(通过 PWM on 信号)。

##### 4.4.4.2 整流器与泻能电路

整流器将三相交流电源输入转变为直流电源,整流部分包括泻能电路,用来限制直流母线的峰值电压。整流器还提供直流输出接口,满足附加的单轴逆变器连接直流母线的要求。

性能要求:

- (1) 必须含有电流限幅功能。
- (2) 必须含有泻能阻抗控制功能,用户需要调试泻能功能。
- (3) 必须接入外部泻能阻抗。
- (4) 必须有直流母线放电功能。
- (5) 必须能够检测出泻能阻抗开路,并将此通报给接口。
- (6) 必须能够检测出泻能阻抗短路,并将此通报给接口。
- (7) 整流桥必须含有足够的监视功能,避免由于过载(过热或过电流)烧毁。

(8) 整流桥必须含有缺相检测功能。不论是缺一相还是三相全部缺失,在 20ms 内必须能够检测出来。

(9) 可以通过接口得到直流母线电压值。

##### 4.4.4.3 逆变器

逆变器包括开关器件和门驱动电路。由伺服计算器根据空间矢量调制算法产生 PWM 信号驱动逆变器。整流器要为驱动系统中的所有轴提供电源。然而,在机器人系统中独立的电动机很少同时工作,通常是一些电动机在加速,而同时一些在制动。这意味着多个逆变器可以共享需要的直流电流和平波电容,容量可以小于各个独立逆变器容量之和,进一步降低成本。

对于高压主功率单元,附加轴和主功率单元不太可能同时在满载下工作。通常附加轴的工作电流远小于主功率单元的最大电流值。因此附加轴可以直接链接在主功率单元的直流母线上,即可以共享机器人的平波电容。

对于低压机器人,机器人的功率要求与附加轴的功率要求相比小得多(因为小机器人可以同非常大的转台一起工作,附加轴驱动转台)。在这种情况下,整流器必须能够为机器人和附加轴提供更大的电流。然而由于附加轴是可选项,在主功率单元中的平波电容并没有考虑有附加轴的存在,因此当有附加轴加入时,附加电容单元必须要同时增加。

性能要求:

- (1) 逆变器可以产生低于 10kHz 的 PWM 信号。
- (2) 在附加的功率单元中的逆变器必须能够检测母线电压并且将电压值传送给接口。
- (3) 必须能够通过接口得到 IGBT 的温度。

##### 4.4.4.4 电流检测

检测电动机电流并将电流值传送给伺服计算器,用于电流闭环。

性能要求:

- (1) 至少检测两相电动机电流。
- (2) 能够补偿电流采样偏差。
- (3) 电流检测的动态范围和精度必须满足要求。

##### 4.4.4.5 PWM 信号

伺服计算器产生 PWM 开关时间,每一个逆变桥臂有 3 种开关时间对应于理想的开关信号。PWM 处理模块利用此信息产生 6 个开关信号。

性能要求:

(1) PWM处理模块能够接受伺服计算器3种理想的开关时间。

(2) PWM处理模块必须能够为6路理想开关信号引入必需的死区时间。

(3) PWM处理模块能够接收伺服计算器的指令发出低电平信号封锁全部开关器件。

(4) 死区时间需由用户确定,因此在伺服计算器将会产生死区补偿算法。

(5) 可以通过接口得知逆变器状态(PWM on 或者 PWM off)。

#### 4.4.4.6 保护功能

逆变器需要防止过载,关键在于功率单元需要将过载保护信息发送给伺服计算器。

性能要求:

(1) 逆变器必须有电流保护。

(2) 逆变器必须有电压保护。

(3) 逆变器必须有温度保护。

(4) 逆变器必须能够通过接口将过流保护信息传送给伺服计算器。

(5) 逆变器必须能够通过接口将过压保护信息传送给伺服计算器。

(6) 逆变器必须能够通过接口将过温保护信息传送给伺服计算器。

(7) 当发生过载时,逆变器必须能够及时关闭,以免损坏。

(8) 逆变器节点必须有短路保护。

(9) 逆变器必须有接地短路保护。

(10) 逆变器必须有直流母线短路保护。

(11) 接口能够清除错误报告。

(12) 逆变器节点能够监测门驱动电压欠压,并产生警报。

#### 4.4.4.7 逻辑电源

逻辑电源将主回路输入电源转变为24V直流电源,供给驱动系统内部使用,其他电平需要各单元内部自行产生。

其性能要求为:

(1) 逻辑电源接受24V直流输入,最大电流1A。

(2) 至少要有单路24V直流电源(可由系统电源得到)来给主功率单元供电。

(3) 各单元必须对反极性逻辑电平输入有保护,当24V供电时,短路电流为9A(峰值)、6A(有效值)。

(4) 内部包含DC/DC变换器提供所需的直流电源,绝缘等级3.5kV。

(5) 当检测到电源故障时可以随时关闭电源,之后可以通过复位电路重新启动功率单元。

## 5 工业机器人在装备制造中的应用

### 5.1 工业机器人的主要应用及分布情况

研制开发工业机器人的初衷是使工人能够从单调重复作业、危险环境和恶劣环境作业中解脱出来,但近年来,工厂和企业引进工业机器人的主要目的则更多地是为了提高生产效率和保证产品质量。因为机器人可以24h连续、高效、“任劳任怨”地工作,因此,可以更好地保证生产效率和产品质量。工业机器人的主要应用包括弧焊、点焊、喷涂、装配、搬运等。随着工业机器人技术的成熟和制造业对自动化生产的需要,工业机器人得到了越来越广泛的应用。

#### 5.1.1 按应用领域和类型

图5.3-34~图5.3-37给出了国际上主要机器人生产厂家的产品在不同应用领域的市场份额占有情况。从图中可以看出,虽然ABB、KUKA等欧洲企业在焊接和喷涂等领域具有一定优势,Brooks-PRI在半导体晶圆、液晶面板搬运机器人方面占有一定市场份额,但总体来看,日本企业在工业机器人的市场份额方面占有绝对优势。

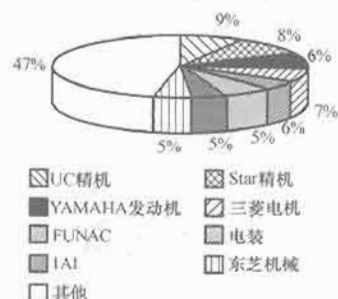


图 5.3-34 焊接、喷涂机器人国际市场情况

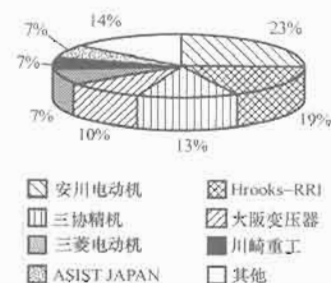


图 5.3-35 组装、搬运机器人国际市场情况

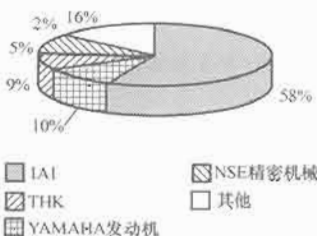


图 5.3-36 半导体晶圆、液晶面板搬运机器人国际市场情况

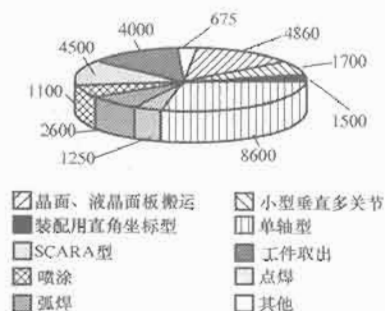


图 5.3-37 单轴机器人国际市场分布

#### 5.1.2 按地域和应用领域分

图5.3-38~图5.3-40给出了按照地域和应用领域划分的2004年全球范围内工业机器人市场分布情况。从图中可以看出,在欧美市场,弧焊、点焊、喷涂等与汽车工业密切相关的工业机器人的使用台数仍然占有很大份额。但另一方面,在全世界范围内,装配用直角坐标机器人、SCARA型机器人、单轴机器人等面向装配和检测的工业机器人的应用

有了很大增长, 所占比例已经达到 1/3 左右。此外, 随着信息技术的发展, 在美国和亚洲, 用于半导体晶圆和液晶面板搬运的工业机器人所占比例也越来越高。

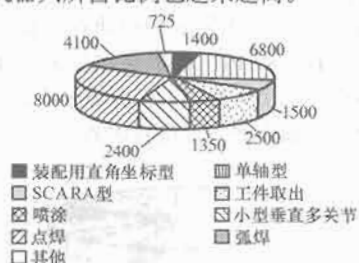


图 5.3-38 美洲市场工业机器人销售情况



图 5.3-39 欧洲市场工业机器人销售情况

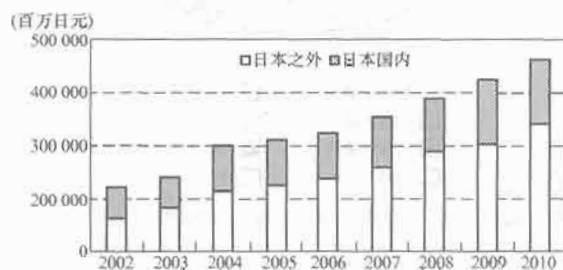


图 5.3-40 亚洲市场(不含日本)工业机器人销售情况(台)

## 5.2 焊接机器人

### 5.2.1 焊接机器人技术研究现状

从目前国内对焊接机器人技术研究来看, 焊接机器人技术研究主要集中在焊缝跟踪技术、多台焊接机器人及外围设备的协调控制技术、机器人专用弧焊电源技术、焊接机器人系统仿真技术与机器人用焊接工艺方法等 5 个方面。

#### 5.2.1.1 焊缝跟踪技术的研究

在弧焊机器人施焊的过程中, 如果焊接条件基本稳定, 或者弧焊机器人的工作条件比较适宜, 那么机器人一般能够保证焊接质量。但是, 由于焊接环境等各种因素的影响, 实际的焊接条件经常发生变化。例如: 由于强烈的弧光辐射、高温、烟尘、飞溅、坡口状况、加工误差、夹具装夹精度、表面状态和工件热变形等这些焊接中经常出现的情况, 往往会使焊炬偏离焊缝, 从而造成焊接质量下降甚至失败。焊接条件的这种变化要求弧焊机器人能够实时检测出焊缝的偏差, 并调整焊接路径和焊接参数, 保证焊接质量的可靠性。为了使得机器人在焊接过程中能实时地检测出焊缝的实际位置, 开始了弧焊机器人焊缝跟踪技术的研究, 而这项研究又以传感器技术与控制理论方法为主。

(1) 传感器技术。基本传感器只是一个信号变换元件, 近年来随着智能化技术的出现, 也就出现了内部具有对信号进行特定处理的传感器, 即智能传感器。在弧焊机器人传感技术的研究中, 电弧传感器和光学传感器占有突出地位。电弧传感器是从焊接电弧自身直接提取焊缝位置偏差信号, 实

时性好, 不需要在焊枪上附加任何装置, 焊枪运动的灵活性和可达性最好, 尤其符合焊接过程低成本自动化的要求。电弧传感的基本原理是利用焊炬与工件距离的变化而引起的焊接参数变化, 来探测焊炬高度和左右偏差。电弧传感器一般分为三类: 并列双丝电弧传感器、摆动电弧传感器、旋转式扫描电弧传感器。其中旋转电弧传感器比前两者的偏差检测灵敏度高, 提高了控制性能, 得到国内外焊接学者以及相关技术人员的广泛关注。

光学传感器的种类很多, 主要包括红外、光电、激光、视觉、光谱和光纤式。在多种光学传感器的研究中以视觉传感器最引人注目, 由于视觉传感器所获得的信息量大, 结合计算机视觉和图像处理的最先进技术, 可增强弧焊机器人的外部适应能力。

(2) 焊缝跟踪控制理论与方法。近代由于模糊数学和神经网络的出现, 并将其应用到焊接这一复杂的非线性系统中, 使得焊缝跟踪进入一个崭新的时代——智能焊缝跟踪时代。

模糊控制是智能控制的较早形式, 它吸取了人的思维具有模糊性的特点, 使用模糊数学中的隶属函数、模糊关系、模糊推理和决策等工具得出控制动作。由于焊接机器人系统具有非线性和时变特点, 难以用精确的数学模型进行描述, 因而用传统的控制方法难以实现最佳控制。而模糊控制具有自适应和鲁棒性等特点, 它为机器人焊接控制提供了一个极好的控制方法。将模糊控制理论和实际焊接过程相结合, 发展成为专用焊接控制器, 进一步发展成为通用型焊接模糊控制器。模糊控制具有较完善的控制规则, 但综合定量知识的能力较差。另外, 量化因子和比例因子的选择也影响着整个系统的品质, 并且当对象动态特性发生变化时, 或者受到随机干扰都会影响模糊控制的效果, 以上问题都将导致模糊控制器在焊接应用中碰到较难以解决的问题。由于上述问题的存在, 在模糊控制理论方面, 人们对常规模糊控制进行了改进, 设计了一些高性能模糊控制器, 概括起来有 5 种形式: 控制规则可调整的模糊控制器; 具有积分作用的模糊控制器; 参数自调整的模糊控制器; 复合型模糊控制器; 自学习模糊控制器。

神经网络控制是研究和利用人脑的某些结构和机理以及人的知识经验对系统进行控制。由于焊接过程是一个时变、多因素、非线形的复杂系统, 强烈的弧光、电网电压波动、焊接工艺规范的波动以及工件的高温变形等因素的干扰, 使得采用传统的控制系统难于实现焊缝的精确跟踪。人工神经网络通过软件或硬件模拟人脑机能, 使机器能实现学习、记忆、联想等功能, 由于人工神经网络采用并行处理方式, 分布式的信息存储, 具有信息存储量大、容错性强等特点, 从自动化的角度来说很适合焊缝跟踪中的视觉模式识别和跟踪智能控制。

与传统的专家系统相比, 焊接参数处理神经网络系统有所不同。系统可以直接从事例或试验数据中进行学习, 而无需请教领域专家。

1) 源数据可以是不完整、不精确或是模糊的。

2) 当输入数据和输出数据之间的关系是间接时, 没有现成的模型或算法可以采用。

3) 现在焊接机器人控制系统中多采用前馈式多层神经网络, 多层神经网络学习算法多采用 Rumelhart 于 1986 年提出的反向传播算法, 一般称之为 BP 算法。

#### 5.2.1.2 多台焊接机器人及外围设备的协调控制技术

从严格意义上讲, 焊接机器人是一个焊接机器人系统或工作站, 通常包括机器人本体、机器人控制柜、焊机系统及



送丝单元、变位机、工装夹具等部件。在生产应用中,单台机器人往往不能充分发挥作用,这就要求焊接机器人与变位机、弧焊电源等周边设备实现柔性化集成。在焊接过程中,焊接机器人与周边设备的柔性化协调控制,有助于减少辅助时间,是提高生产效率的关键因素之一。对于大多数工件而言,其焊缝总存在有平焊、横焊、立焊、仰焊等焊接位置。而这对于焊接品质及焊缝成形有很大的影响,若单靠调节机器人位姿来获得满意的接头是相当困难的,同时也给操作者带来很大不便。若此时能协调控制变位机,使工件被焊处总处于水平的焊接位置,将会大大提高焊接质量。即变位机在焊接过程中不是静止不动的,而是要做相应的协调运动。弧焊电源和工装夹具等也要在机器人统一控制下做相应的协调运动,才能保证整个系统高效率、高质量地工作。

#### 5.2.1.3 机器人专用弧焊电源技术

在焊接机器人系统的设计、研究工作中,只把注意力放在机器人本体或焊接操作系统方面的研究是不够的。只有研制出电器性能良好的专用弧焊电源,才能充分发挥焊接机器人高效优质的特点。

目前,弧焊机器人一般采用熔化极气体保护焊(MIG焊、MAG焊、CO<sub>2</sub>焊)或非熔化极气体保护焊(TIG等离子弧焊)方法。熔化极气体保护焊焊接电源主要有晶闸管电源与逆变电源。

近年来,弧焊逆变器的技术已趋于成熟,机器人专用弧焊逆变电源大多为单片微机构制的晶体管式IGBT式弧焊逆变器,并配以精细的波形控制和模糊控制技术,工作频率在20~50kHz,最高的可达200kHz,焊接系统具有十分优良的动特性,非常适合机器人自动化和智能化焊接。

还有一些特殊功能的电源,如适合铝及其铝合金TIG焊的方波交流电源、带有专家系统(MIG/MAG)的焊接电源等。但目前引起重视的是一种采用模糊控制方法的焊接电源。这种电源适合于焊接表面有波浪形起伏的工件,或在焊接过程中有较大变形的工件。对这些工件机器人,即使进行了精确编程,也很难保证焊接时焊丝伸出长度的稳定一致。采用前述的两种电源都可能焊出形状和尺寸不均匀的焊缝。若采用模糊控制电源,则可以保证熔宽和熔深的基本一致,不仅焊缝表面美观,而且还能减少焊接缺陷。

弧焊电源的发展不断向着数字化方向迈进,其发展方向是采用全数字化焊机。全数字化是指焊接参数数字信号处理器、主控系统、显示系统和送丝系统全部都是数字式的。所以电压和电流的反馈模拟信号必须经过A/D转换,与主控系统输出的要求值进行对比,然后控制逆变电源的输出。这种焊接电源的最大特点是焊接参数稳定,受网路电压波动、温升、元器件老化等因素的影响很小,具有较高的重复性,焊接质量稳定、成形良好。同时,由于DSP的响应速度很快,可以根据主控制系统的指令(给定值)精确控制逆变电源的输出,使之具有输出多种电流波形和弧压高速稳定调节的功能,适应多种焊接方法对电源的要求。只需要改变或输入相应的控制程序,一台电焊机可以当做多种电焊机用。

#### 5.2.1.4 仿真技术

机器人在研制、设计和试验过程中,经常需要对其运动学、动力学性能进行分析以及进行轨迹规划设计,而机器人又是多自由度、多连杆空间机构,其运动学和动力学问题十分复杂,计算难度都很大。若将机械手作为仿真对象,运用计算机图形技术、CAD技术和机器人学理论在计算机中形成几何图形,并动画显示,然后对机器人的机构设计、运动学正解分析、操作臂控制以及实际工作环境中的障碍避让

和碰撞干涉等诸多问题进行模拟仿真,这样就可以很好地解决研发机械手过程中出现的问题。

#### 5.2.1.5 机器人用焊接工艺方法

目前弧焊机器人普遍采用气体保护焊方法,主要是熔化极气体保护焊,即富氩混合气体保护焊和熔化极(脉冲)氩弧焊;其次是钨极氩气保护焊,等离子弧焊、切割及机器人激光焊数量有限,比例较低。国外先进国家的弧焊机器人已较为普遍地采用高速、高效气体保护焊接工艺,如双丝气体保护焊、T.I.M.E焊、热丝TIG焊、热丝等离子焊等先进的工艺方法,这些工艺方法不仅有效地保证了优良的焊接接头,还使焊接速度和熔敷效率提高数倍至几十倍。图5.3-41为机器人双丝气体保护焊照片。



图 5.3-41 弧焊机器人双丝焊

#### 5.2.2 焊接机器人技术的发展趋势

##### 5.2.2.1 多传感器信息智能融和技术

近年来,随着机器人系统中使用的传感器种类和数量越来越多,各种新型传感器不断出现。例如,超声波触觉传感器、静电电容式距离传感器、基于光纤陀螺惯性测量的三维运动传感器,以及具有焊接工件检测、识别和定位功能的视觉系统等。但是,单一传感信号难以保证输入信息的准确性和可靠性,不能满足智能机器人系统获取环境信息和系统决策能力的要求。为了有效利用这些传感器的信息,需要对不同信息进行综合处理,从多种传感器信息中获取单一传感器不具备的新功能和新特点,即多传感器智能信息融合技术。利用各种传感信息,获得对环境的正确理解,使机器人系统具有容错性,保证系统信息处理的快速性和正确性。早在1981年,美国的HILARE是第一个应用多传感器信息来创建世界模型的可移动机器人,它充分利用视觉、听觉、激光测距传感器所获得的信息,以确保稳定地工作在未知环境中。韩国的Park Joong-Jo研制出来的智能传感器能同时处理6个自由度数据,与传统传感器只能测量一个自由度数据的功能相比,性能大为提高。

##### 5.2.2.2 虚拟现实技术

虚拟现实(Virtual Reality, VR)技术是一种对事件的现实性从时间和空间上进行分解后重新组合的技术。这一技术包括三维计算机图形学技术、多功能传感器的交互接口技术以及高清晰度的显示技术。虚拟现实技术可应用于遥控机器人和临场感通讯等。基于多传感器、多媒体、虚拟现实以及临场感技术,实现机器人的虚拟遥控操作和人机交互。虚拟现实技术可以模拟焊接过程。先在计算机上完成焊接过程,实现将工艺过程转化为数字化操作,再由数字化操作指导实际生产。通过建立生产加工的仿真模型研究制造活动,使用户在设计阶段就能够了解产品未来焊接过程,实现对生产系统性能的有效预测评价。在仿真环境下的试运行,有利于进行多工艺方案比较,更有利于多机器人焊接轨迹的选取与优化。

##### 5.2.2.3 多智能焊接机器人系统

多智能机器人系统(MARS)是近年来开始探索的又一项智能技术,它是在单体智能机器发展到需要协调作业的条件下产生的。多个机器人主体具有共同的目标,完成相互关联的动作或作业。在构建系统时,不追求单个的、庞大的、复

杂的体系,而是按控制应用的要求,从功能上、物理或时间上划分成多个具有一定自主能力的智能体,各智能体之间相互通信、彼此协调,共同完成复杂系统的控制作业任务,解决一个全局性问题。MARS的作业目标一致,信息资源共享,各个局部(分散)运动的主体在全局前提下感知、行动、受控和协调,是群控机器人系统的发展。其目标是将大的、复杂的硬件或软件系统构造成相对较小的、独立的、彼此相互通信及协调的、易于管理的多个智能体系统。MARS系统在制造业中的应用性研究正不断地成熟,这种趋势表明了多种智能自制主体间的相互协调、合作的分布式制造系统最有希望成为下一代制造业的生产模式。焊接是工业生产的一大领域,焊接机器人的发展基本上同步于整个机器人行业的发展。所以,多智能体机器人的研究与发展将很快应用于焊接机器人领域。随着工业生产系统向大型、复杂、动态和开放的方向发展,以及焊接过程向高度自动化及完全智能化的方向发展,多智能体焊接机器人系统将成为热点的研究领域。

#### 5.2.2.4 智能化控制技术

在模糊控制中,隶属函数的选择、模糊关系矩阵计算、解模糊化等都是十分困难的问题。一张理想的模糊控制表必须通过反复精心整理才能投入使用。量化因子和比例因子的选择也影响着整个系统的品质。模糊逻辑表达定量知识的能力较差,控制精度不太高,自适应、自学习的能力较差,易产生振荡现象。随着人工智能技术的发展,神经网络和模糊逻辑技术的融合已成为当前人们的研究热点。神经网络具有很强的自学习、自适应、大规模并行运算和精确计算的能力。而模糊逻辑在专家可预见的论域上有良好的收敛性,在进行模糊量的运算上有优势。因此,两者结合可以优势互补,从而大大提高综合性能。神经网络模糊控制器的构造方法可分为两类:其一是以现成的神经网络拓扑结构实现模糊控制中的模糊化、模糊推理和解模糊化三个步骤;其二是构造模糊神经元,使其具有单独处理模糊语言变量的能力,由这些模糊神经元可构成不同的拓扑结构。神经网络模糊控制器的快速实时算法、稳定性、鲁棒性等问题,需要结合弧焊机器人系统及弧焊工艺加以深入的研究。哈尔滨工业大学借助于神经网络构成自学习模糊控制器,成功地实现脉冲GTAW焊的正面熔宽控制。华南理工大学则用BP神经网络和模糊控制技术进行了TIG焊的熔宽控制。

#### 5.2.2.5 焊接机器人控制系统

机器人控制系统将重点研究开放式、模块化控制系统。计算机语言、图形编程与人的交流界面更加友好。机器人控制器的标准化和网络化,以及基于PC机网络式控制器已成为研究热点。编程技术除进一步提高在线编程的可操作性之外,离线编程的实用化将成为研究重点。

此外,焊接机器人的遥控及监控技术、机器人半自主和自主技术、多机器人和操作人员之间的协调控制,通过网络建立大范围内的机器人遥控系统,在有时延的情况下,建立预先显示进行遥控等方面都是未来焊接机器人的发展方向。

#### 5.2.3 弧焊机器人 (Arc Welding Robot)

弧焊机器人的应用范围很广,除汽车行业之外,在通用机械、金属结构等许多行业中都有应用。这是弧焊工艺早已在诸多行业中得到普及的缘故。弧焊机器人应是包括各种焊接附属装置在内的焊接系统,而不只是一台以规划的速度和姿态携带焊枪(Welding torch)移动的单机。图5.3-42为焊接系统的基本组成。图5.3-43为适合机器人应用的弧焊方法。

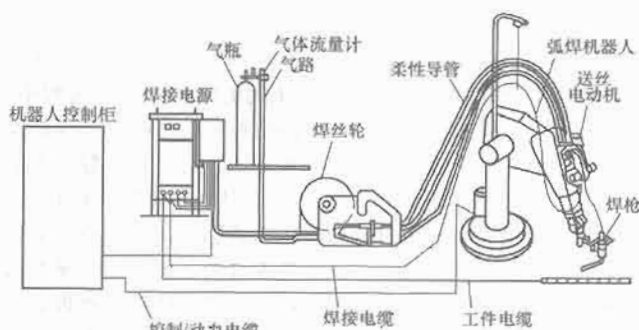


图 5.3-42 弧焊机器人系统的基本组成



在弧焊作业中,要求焊枪跟踪工件的焊道运动,并不断填充金属形成焊缝(Bead weld)。因此,运动过程中速度的稳定性和轨迹精度是两项重要的指标。一般情况下,焊接速度取 $5\sim 50\text{mm/s}$ ,轨迹精度为 $\pm(0.2\sim 0.5)\text{mm}$ 。由于焊枪的姿态对焊缝质量也有一定影响,因此希望在跟踪焊道的同时,焊枪姿态的可调范围尽量大,还有其他一些性能要求。作业时,为了得到优质焊缝,往往需要在动作的示教以及焊接条件(电流、电压、速度)的设定上花费大量的劳力和时间,所以除了上述性能方面的要求外,如何使机器人便于操作也是一个重要课题。

#### 5.2.4 点焊机器人 (Spot Welding Robot)

汽车工业是点焊机器人的典型应用领域。一般情况下,装配每台汽车车体需要完成 $3000\sim 4000$ 个焊点,而其中的60%是由机器人完成的。在有些大批量汽车生产线上,服役的机器人数量甚至高达150台。引入机器人会取得下述效益:①改善多品种混流生产的柔性;②提高焊接质量;③提高生产率;④把工人从恶劣的作业环境中解放出来。现在,机器人已经成为汽车生产行业的支柱。

最初,点焊机器人只用于增焊作业(在已拼接好的工件上增加焊点)。后来,为了保证拼接精度,又让机器人完成定位焊作业。这样,点焊机器人逐渐被要求具有更全面的作业性能,具体来说有:①安装面积小,工作空间大;②快速完成小节距的多点定位(例如每 $0.3\sim 0.4\text{s}$ 移动 $30\sim 50\text{mm}$ 节距后定位);③定位精度高( $\pm 0.25\text{mm}$ ),以确保焊接质量;④持重量大( $50\sim 10\text{kg}$ ),以便携带内装变压器的焊钳;⑤示教简单,节省工时;⑥安全,可靠性好。

表5.3-9列举了生产现场使用的点焊机器人的分类、特点和用途。在驱动形式方面,由于电动机伺服技术的迅速发展,液压伺服在机器人中的应用逐渐减少,甚至大型机器人也在朝电动机驱动方向过渡。随着微电子技术的发展,机器人技术在性能、小型化、可靠性以及维修等方面的进步日新月异。在机型方面,尽管主流仍是多用途的大型6轴垂直多关节型机器人,但是,出于机器人加工单元的需要,一些汽车制造厂家也在进行开发立体配置的3~5轴小型专用机器人的尝试。

表 5.3-9 点焊机器人的分类

分 类	特 征	用 途
垂直多关节型 (落地式)	工作空间/安装面积之比大, 持重多数为 100kg 左右, 有时还可附加整机移动自由度	主要用于增焊作业
垂直多关节型 (悬挂式)	工作空间均在机器人的下方	车体的拼接作业
直角坐标型	多数为三、四、五轴, 适合于连续直线焊缝, 价格便宜	车身和底盘
定位焊接用机器人 (单向加压)	能承受 500kg 加压反力的高刚度机器人, 有些机器人本身带有加压作业功能	车身底板的定位焊

以持重 100kg 最高速度 4m/s 的六轴垂直多关节机器人为例, 其规格性能如图 5.3-44 所示, 这是一种典型的点焊机器人, 可胜任大多数车体装配工序的点焊作业。由于实用中几乎全部用来完成间隔为 30~50mm 的打点焊接作业, 运动中很少能达到最高速度, 因此, 改善最短时间内频繁短距启动、制动的性能是本机追求的重点。为了提高加速度和减速度, 在设计中注意减轻手臂的重量, 增加驱动系统的输出力矩。同时, 为了缩短滞后时间, 得到高的静态定位精度, 该机采用低惯性、高刚度减速器和高功率的无刷伺服电动机。由于在控制回路中采取了加前馈环节和状态观测器等措施, 控制性能得到大大改善, 50mm 短距离移动的定位时间被缩短到 0.4s 以内。

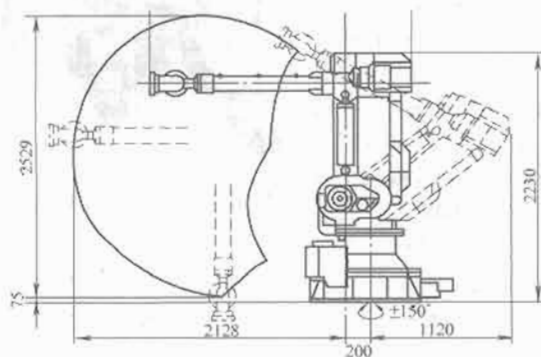


图 5.3-44 典型点焊机器人主机简图

### 5.3 喷漆机器人

喷漆机器人 (Painting Robot) 广泛用于汽车车体、家电产品和各种塑料制品的喷漆作业。到目前为止, 日本累计出厂台数已达 5000 余台。根据不完全统计, 我国在汽车生产线上也引进了近百台喷漆机器人。与其他用途的工业机器人比较, 喷漆机器人在使用环境和动作要求上有如下的特点: ①工作环境包含易爆的喷漆剂蒸气。②沿轨迹高速运动, 途经各点均为作业点。③多数被喷漆件都搭载在传送带上, 边移动边喷漆, 所以它需要一些特殊性能。现介绍典型的电动喷漆机器人。

喷漆机器人长久以来多采取液压驱动方式, 主要是从它必须在充满可燃性溶剂蒸气环境中安全工作着想的。近年来, 由于 AC 伺服电动机的应用和高速伺服技术的进步, 在喷漆机器人中采用电驱动已经成为可能。现阶段, 电动喷漆机器人多采用耐压或内压防爆结构, 限定在 1 类危险环境 (在通常条件下有生成危险气体介质之虞) 和 2 类危险环境 (在异常条件下有生成危险气体介质之虞) 下使用。图 5.3-45 是由川崎重工研制的电动喷漆机器人的照片, 图 5.3-46 是它的工作空间。

电动喷漆机器人采用所谓内压防爆方式, 这是指人为地



图 5.3-45 电动喷漆机器人 (KRE410)

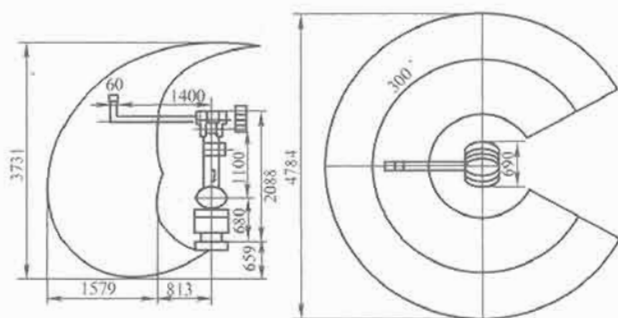


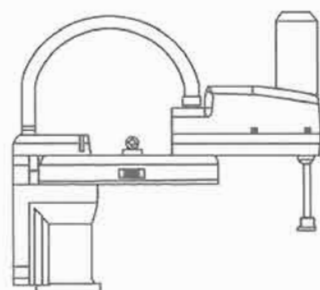
图 5.3-46 电动喷漆机器人的工作空间

往电气箱中注入高压气体 (比易爆危险气体介质的压力高) 的做法。在此基础上, 如再采用无火花 AC 电动机和无刷旋转变压器, 则可组成安全性更好的防爆系统。为了保证绝对安全, 电气箱内装有监视压力状态的传感器, 一旦压力降到设定值以下, 它便立即感知并切断电源, 停止机器人工作。

### 5.4 装配机器人

#### 5.4.1 装配机器人 (Assemble robot)

水平多关节型机器人是装配机器人的典型代表。如图 5.3-47 所示。对装配操作统计的结果表明, 其中大多数为抓住零件从上方插入或连接的工作。水平多关节型机器人就是专门为此而研制的一种成本较低的机器人。它共有 4 个



自由度: 2 个回转关节, 上下移动以及手腕的转动, 其中上下移动由安装在水平臂前端的移动机构来实现。

手爪安装在手部前端, 负责抓握对象, 相当于人手的功能。事实上用一种手爪很难适应形状各异的工件。通常, 按抓取对象的不同需要设计装配机器人的手爪。最近开始在一些机器人上配备各种可换手, 以增加通用性。手爪主要有电动手爪和气动手爪两种形式。气动手爪相对来说比较简单, 价格便宜, 因而在一些要求不太高的场合用得比较多。电动手爪造价比较高, 主要用在一些特殊场合。

带有传感器的装配机器人可以更好地顺应对象物进行柔软的操作。装配机器人经常使用的传感器有视觉传感器、触觉传感器、接近觉传感器和力传感器等。视觉传感器主要用于零件或工件的位置补偿、零件的判别、确认等。触觉和接近觉传感器一般固定在指端, 用来补偿零件或工件的位置误差, 防止碰撞等。恰当地配置传感器, 能有效地降低机器人的价格, 改善它的性能。力传感器一般装在腕部, 用来检测腕部受力情况, 一般在精密装配或去飞边一类需要力控制的作业中使用。



### 5.4.2 装配机器人的周边设备

机器人进行装配作业时,除机器人主机、手爪、传感器外,零件供给装置和工件搬运装置也至为重要。无论从投资额的角度还是从安装占地面积的角度,它们往往比机器人主机所占的比例大。周边设备常由可编程控制器控制,此外一般还要有台架、安全栏等。

(1) 零件供给器:零件供给器的作用是保证机器人能逐个正确地抓取待装配零件,保证装配作业正常进行。目前,机器人利用视觉和触觉传感技术已经达到能够从散堆(适度的堆积)状态把零件——分拣出来的水平,部分技术已投入使用。可以预料,不久在零件的供给方式上可能会发生显著的改观。目前多采用下述几种零件供给器:

1) 给料器用振动或回转机构把零件排齐,并逐个送到指定位置。送料器以输送小零件为主,实际上在引入装配机器人以前已有许多专用给料设备在小零件的装配线上服务。

2) 托盘大零件或易磕碰划伤的零件加工完毕后,一般应码放在称为“托盘”的容器中运输。托盘装置能按一定精度要求把零件送到给定位置,然后再由机器人一个一个地取出。由于托盘容纳的零件有限,所以托盘装置往往带有托盘自动更换机构。

(2) 输送装置:在机器人装配线上,输送装置承担把工件搬运到各作业地点的任务。输送装置中以传送带居多。理论上讲,零件即使随传送带一起移动,借助传感器机器人也能实现所谓“动态”装配,但原则上作业时工件都处于静止状态,所以最常采用的传送带为游离式,这样装载工件的托盘容易同步停止。输送装置的技术问题是停止精度、停止时的冲击和减速振。减震器可用来吸收冲击能。

## 5.5 搬运机器人

搬运机器人主要用于工厂中一些工序的上下料作业、拆垛和码垛作业等。这类机器人精度相对低一些,但负荷比较大,运动速度比较高。其机器人操作机多采用点焊或弧焊机器人结构,也有的采用框架式和直角坐标式结构形式。随着工厂自动化程度的不断提高和生产节拍的加快,搬运机器人使用得越来越多。

### 5.5.1 机器人码垛

近年来,机器人码垛技术发展甚为迅猛,这种发展趋势是和当今制造领域出现的多品种少批量的发展趋势相适应的,机器人码垛机以其柔性工作能力和小占地面积,能够同时处理多种物料和码垛多个料垛,越来越受到广大用户的青睐并迅速占据码垛市场。

根据机械结构的不同,机器人码垛机包括如下三种形式:笛卡儿式、旋转关节式和龙门起重架式。

笛卡儿式机器人码垛机(见图5.3-48)主要由四部分组成:立柱、X向臂、Y向臂和抓手,以四个自由度(包括三个移动关节和一个旋转关节)完成对物料的码垛。这种形式的码垛机构造简单,机体刚性较强,可搬重量较大,适用于较重物料的码垛。

旋转关节式机器人码垛机(见图5.3-49)绕机身旋转,包括四个旋转关节:腰关节、肩关节、肘关节和腕关节。这种形式的码垛机是通过示教的方式实现编程的,即操作员手持示教盒,控制机器人按规定的动作而运动,于是运动过程便存储在存储器中,以后自动运行时可以再现这一运动过程。这种机器人机身小而动作范围大,可同时进行一个或几个托盘的同时码垛,能够灵活机动地对应进行多种产品生产的工作。



图 5.3-48 笛卡儿式机器人码垛机



图 5.3-49 旋转关节式机器人码垛机

通过将机器人手臂装在龙门起重架上形成了龙门架式机器人码垛机(见图5.3-50),这种码垛机具有较大的工作范围,能够抓取较重的物料。

高度柔性是机器人码垛机的一个基本特征,然而,机器人也在向着高速化和高载化方向发展。1998年,ABB Flexible Automation Inc.推出了名叫Speed的双轴机器人码垛机,这种码垛机能够实现对包、盘、箱的码垛,具有高达70周期/min的吞吐量。同年,FANUC Robotics Limited推出了型号为M410i-HW机器人码垛机,这种码垛机具有重达250kg的抓取载荷,能够一次抓取4~6件物料。



图 5.3-50 龙门架式机器人码垛机

机器人技术在码垛领域中的应用主要表现在以下几个方面:

(1) 一机多产品。这种情况是指一台机器人码垛机处理一条生产线,不过,这条生产线经常变换产品。

(2) 一机多盘。这种情况是指机器人码垛机在工作时间同时向若干个托盘码料。托盘分布包括两种情况,一是圆周分布,二是两侧并排分布,这种分布用于空间受限的情况,码垛机抓起物料,通过运输车将物料送往相应的托盘上。不管是第一种情况还是第二种情况,既可以处理同一种物料也可以处理不同的物料。在对不同的物料进行处理时,码垛机首先必须对到来的物料进行识别,然后根据识别信息将物料送往相应的托盘上。

(3) 一机多线。这种情况是指由一台码垛机为多条生产线服务。由于要求码垛机的活动空间比较大,常常采用龙门架式机器人码垛机。当然,对于两线的情况,如果两线距离较近,也可采用旋转关节式机器人码垛机。这种情况常常用于混合码垛的情况。所谓混合码垛,是指根据用户订单将不同物料堆放在同一托盘上。

(4) 卸垛与码垛。这种情况是指将两个以上的匀质物料进行卸垛,然后将卸下的物料码垛在另一个托盘上,以满足用户的要求。由于要求机器人具有较大的活动空间,这种情况一般要求采用龙门架式机器人码垛机。

随着机器人码垛技术研究开发的深化,一些性能优良的机器人码垛软件被开发出来,大大简化了用户的具体编程。



ABB公司在开发具有1200周期/h、160kg抓取载荷的名为FlexPalletizer IRB640码垛机器人的同时,也开发出了名为PalletWare的码垛软件和名为PalletWizard的软件工具,为了有效工作,它们应当一起使用。在具体编程时,操作者无需具备专业的编程知识,只需将有关的具体要求(例如:每垛层数、每层的码垛模式、抓放操作方式、物料尺寸信息、托盘位置、送料位置等)提供给软件,软件即根据这些信息自动生成程序。码垛作业时,软件在线计算出物料的具体放置位置,机器人按照这一数据实现对物料的准确码垛。

由哈尔滨工业大学博实自动化设备有限公司承担的“全自动包装机器人码垛生产线”通过了国家863计划专家鉴定,鉴定委员会认为新一代机器人码垛生产线整体技术达到了国内领先、国际先进水平。这条生产线是一种典型的机电仪一体化的高新技术产品,涉及机械、电子、计算机等多个学科,可广泛用于石化、化工、建材、医药、港口、仓储等行业,实现粉状、粒状物料生产中的称重、包装、检测、码垛等作业的全部自动化,正常工作时不需要人工干预,一套机器人码垛系统每小时可以完成工作量1200袋以上。

### 5.5.2 移动式搬运机器人

在工厂用的移动式搬运机器人(Transfer robot)、无人搬运车(Unmanned transfer vehicle)、无人台车(Unmanned carriage)、自主小车(Autonomous guided vehicle),目前凡已实用化者,均为电池供电并由橡胶轮胎传动,通过路径引导(多数为电磁引导,部分使用光带引导)的方式在无人驾驶的状态下,装载工件或其他物品,自动移动于工厂装配工位或加工工位之间,送达目的位置。移动式搬运机器人既与传统流水线大批量生产的传送带加搬运机器人的概念不同,也有别于传统乘性的概念,是一种针对路径多岔、搬运对象多变、中批量生产规模的运输手段。在FA(Factory Automation)、FMS(Flexible Manufacturing System)中,移动式搬运机器人是不可缺少的。

#### 5.5.2.1 按移栽方式分类

自主小车(AGV)车型可按运载类别、承载质量、驱动型式、导引方式、移栽方式分类。现只按移栽方式用图形说明其分类,如图5.3-51所示。

#### 5.5.2.2 引导技术的种类和分类

目前已经实用化或正在进行实用化研究的有关AGV自动引导路径技术分类如下。



图 5.3-51 移动式搬运机器人按移栽方式分类(一)



图 5.3-51 移动式搬运机器人按移栽方式分类(二)

(1) 电磁感应引导(见图5.3-52):使用最早、最多的一种引导技术。在地板内埋入密封电磁线,由交流频率发生器输入形成环路,产生一个同心圆磁场;AGV上装设感应线圈,可以检测磁场强度偏移量,实现导引。优点:埋线隐蔽,不易污染和破损;易于控制和通讯;抗声光干扰;成本低。缺点:路径难以更改,复杂交叉路径、楼上有钢筋地板



图 5.3-52 电磁感应引导原理

难实现。

(2) 激光引导（见图 5.3-53）：路径的周围安装位置精确的激光反射板，AGV 发射激光束，采集反射的激光束确定位置和方向，通过连续的三角几何运算来实现 AGV 的导引。优点：定位精度高；地面无需其他辅助定位；路径灵活，变更方便；适合多种环境；适应复杂路径和狭窄通道；系统兼容性和扩展性好。缺点：价格较贵；扫描头需较高位置。近年来，国内及欧洲优先采用该技术。

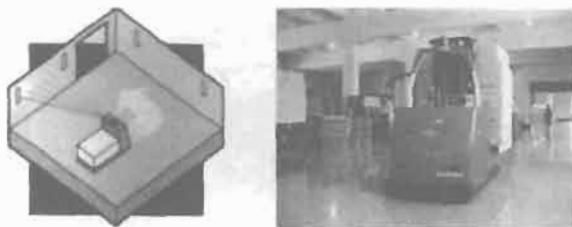


图 5.3-53 激光引导原理与应用

(3) 惯性导航（见图 5.3-54）：在 AGV 上安装陀螺仪，地面上安装辅助定位块，通过对陀螺仪偏差信号的计算及地面辅助定位块信号的校正来确定位置和方向，从而实现导引。优点：定位较准确；灵活性强，便于组合和兼容；更适合背负式车型。缺点：地面需要安装辅助定位块。美国将该技术广泛应用在汽车制造领域。单轴压电晶体陀螺如图 5.3-55 所示。

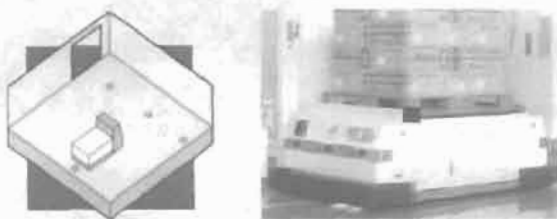


图 5.3-54 惯性导航原理与应用

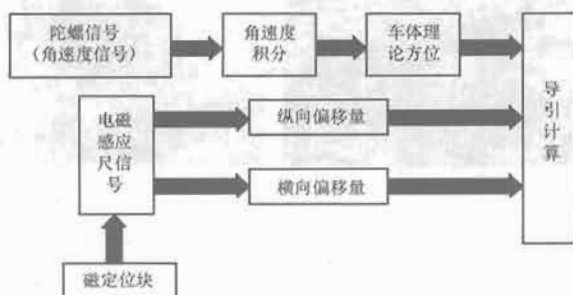


图 5.3-55 单轴压电晶体陀螺

(4) 光带感应引导（见图 5.3-56 和图 5.3-57）：在 AGV 行走路径上粘贴反射光带、化学反射带、金属反射带，如不锈钢、树脂、油漆等。常用反射对比识别法、受激发射

识别法两种。优点：导向线路费用低。缺点：控制和通讯线路需另行单独铺设；导向线路必须保持清洁。

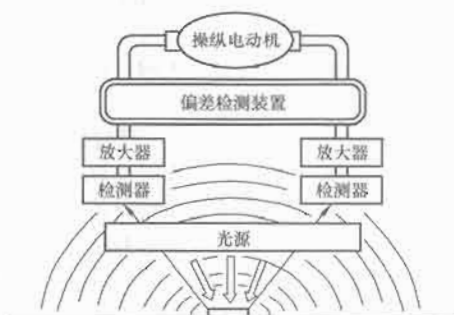


图 5.3-56 光带感应引导原理图



图 5.3-57 光带感应的应用

(5) 磁力感应引导（见图 5.3-58）：在路面上粘贴磁带替代在地面下埋设金属线。通过磁感应信号实现导引，其灵活性比较好，改变或扩充路径较容易，但易受环路周围金属物质的干扰，对磁带的机械损伤极为敏感，因此导引的可靠性较差。



图 5.3-58 磁力感应引导原理与应用

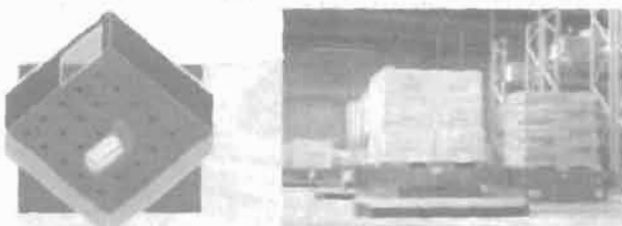


图 5.3-59 直接坐标引导技术原理与应用

(6) 直接坐标引导技术（见图 5.3-59）：按直角坐标系将 AGV 行走区分成网格，形成棋盘式区域，网格的交叉点安装若干磁性体或其他种类内存信息的标码——固定编码器，测知 AGV 位置；AGV 按地图坐标行走，车轮安装旋转编码器可以测距，软件设定行走的下一位置和轨迹。优点：简化路面铺设，对环境无特别要求；成本低。缺点：导引精度较



图 5.3-60 图像识别技术

低；不适合大车间使用。

(7) 图像识别技术 (见图 5.3-60): 是军用精确制导技术, 使用地图、地形、攻击对象识别技术, 取得了良好的效果。该技术对 AGV 的行驶运域环境进行图像识别, 实现 AGV 的智能行驶。国内开发了通过摄像头识别涂设在路面上的特殊形状标识数字标识符, 实现路径跟踪导引。

(8) GPS 导航技术 (见图 5.3-61): 通过卫星对非固定路面系统中的控制对象进行跟踪和制导, 通常用于室外远距离的跟踪和制导, 其精度取决于卫星在空中的固定精度和数量以及控制对象周围环境等因素。目前此项技术还在发展和完善, 没有实际应用 AGV 系统中。

(9) 超声波引导 (见图 5.3-62): 用于垂直面导向, 如

墙壁和屏障, 可使其绕过临时障碍, 用于类似走廊的环境, 目前市场上还没有此技术应用。

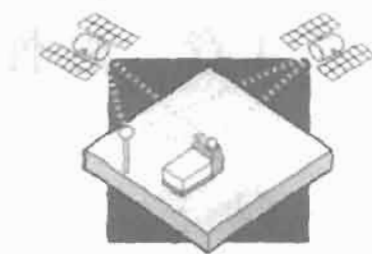


图 5.3-61 GPS 导航技术



图 5.3-62 超声波引导

## 第4章 柔性加工自动化

### 1 柔性加工自动化的发展和组成

#### 1.1 柔性加工自动化现状和发展趋势

柔性制造系统是由统一的信息控制系统、物料储运系统和一组数字控制加工设备组成,能适应加工对象变换的自动化机械制造系统(Flexible Manufacturing System, FMS),如图5.4-1所示。

FMS的工艺基础是成组技术,它按照成组的加工对象确定工艺过程,选择相适应的数控加工设备和工件、工具等物料的储运系统,并由计算机进行控制,故能自动调整并实现一定范围内多种工件的成批高效生产(即具有“柔性”),并能及时地改变产品,以满足市场需求。



图 5.4-1 柔性制造系统

FMS兼有加工制造和部分生产管理两种功能,因此能综合地提高生产效益。FMS的工艺范围正在不断扩大,可以包括毛坯制造、机械加工、装配和质量检验等。20世纪80年代中期投入使用的FMS,大都用于切削加工,也有用于冲压和焊接的。

采用FMS的主要技术经济效果是:能按装配作业配套需要,及时安排所需零件的加工,实现及时生产,从而减少毛坯和在制品的库存量及相应的流动资金占用量,缩短生产周期;提高设备的利用率,减少设备数量和厂房面积;减少直接劳动力,在无人看管条件下可实现昼夜24h的连续“无人化生产”;提高产品质量的一致性。

1967年,英国莫林斯公司首次根据威廉森提出的FMS基本概念,研制了“系统24”。其主要设备是6台模块化结构的多工序数控机床,目标是在无人看管条件下,实现昼夜24h连续加工,但最终由于经济和技术上的困难而未全部建成。同年,美国的怀特·森斯特兰公司建成Omniline I系统,它由8台加工中心和两台多轴钻床组成,工件被装在托盘上的夹具中,按固定顺序以一定节拍在各机床间传送和进行加工。这种柔性自动化设备适于在少品种、大批量生产中使用,在形式上与传统的自动生产线相似,所以也叫柔性自动线。日本、前苏联及德国等也都在20世纪60年代末~70年代初,先后开展了FMS的研制工作。

1976年,日本FANUC公司展出了由加工中心和工业机器人组成的柔性制造单元(FMC),为发展FMS提供了重要的设备形式。柔性制造单元(FMC)一般由1或2台数控机床与物料传送装置组成,有独立的工件储存站和单元控制系统,能在机床上自动装卸工件,甚至自动检测工件,可

实现有限工序的连续生产,适于多品种小批量生产应用。

20世纪70年代末期,FMS在技术上和数量上都有了较大发展,80年代初期已进入实用阶段,其中以由3~5台设备组成的FMS为最多,但也有规模更庞大的系统投入使用。

1982年,日本FANUC公司建成自动化电动机加工车间,如图5.4-2所示,由60个柔性制造单元(包括50个工业机器人)和一个立体仓库组成,另有两台自动引导台车传送毛坯和工件,此外还有一个无人化电动机装配车间,它们都能连续24h运转。



图 5.4-2 无人化车间

这种自动化和无人化车间,是向实现计算机集成的自动化工厂迈出的重要一步。与此同时,还出现了若干仅具有FMS基本特征,但自动化程度还不很完善的经济型FMS,使FMS的设计思想和技术成就得到普及应用。

#### 1.2 柔性制造系统

##### 1.2.1 柔性自动化的兴起

随着科学技术的发展,人类对产品的功能与质量的要求越来越高,产品更新换代的周期越来越短,产品的复杂程度也随之增高,传统的大批量生产方式受到了挑战。这种挑战不仅对中小企业形成了威胁,而且也困扰着国有大中型企业。因为,在大批量生产方式中,柔性和生产率是相互矛盾的。众所周知,只有品种单一、批量大、设备专用、工艺稳定、效率高,才能构成规模经济效益;反之,多品种、小批量生产,设备的专用性低,在加工形式相似的情况下,频繁地调整工夹具,工艺稳定难度增大,生产效率势必受到影响。为了同时提高制造工业的柔性和生产效率,使之在保证产品质量的前提下,缩短产品生产周期,降低产品成本,始终使中小批量生产能与大批量生产抗衡,柔性自动化系统便应运而生。

自从1954年美国麻省理工学院第一台数控铣床诞生后,20世纪70年代初柔性自动化进入了生产实用阶段。几十年来,从单台数控机床的应用逐渐发展到加工中心、柔性制造单元、柔性制造系统和计算机集成制造系统,使柔性自动化得到了迅速发展。

典型的柔性制造系统由数字控制加工设备、物料储运系统和信息控制系统组成。加工设备主要采用加工中心和数控车床,前者用于加工箱体类和板类零件,后者则用于加工轴类和盘类零件。中、大批量品种生产中所用的FMS,常采用可更换主轴箱的加工中心,以获得更高的生产效率。

储存和搬运系统搬运的物料有毛坯、工件、刀具、夹



具、检具和切屑等；储存物料的方法有平面布置的托盘库，也有储存量较大的巷道式立体仓库。

毛坯一般先由工人装入托盘上的夹具中，并储存在自动仓库中的特定区域内，然后由自动搬运系统根据物料管理计算机的指令送到指定的工位。固定轨道式台车和传送滚道适用于按工艺顺序排列设备的FMS，自动引导台车搬运物料的顺序则与设备排列位置无关，具有较大的灵活性。

工业机器人可在有限的范围内为1~4台机床输送和装卸工件，对于较大的工件常利用托盘自动交换装置（APC）来传送，也可采用在轨道上行走的机器人，同时完成工件的传送和装卸。

磨损了的刀具可以逐个从刀库中取出更换，也可由备用的子刀库取代装满待换刀具的刀库。车床卡盘的卡爪、特种夹具和专用加工中心的主轴箱也可以自动更换。切屑运送和处理系统是保证FMS连续正常工作的必要条件，一般根据切屑的形状、排除量和处理要求来选择经济的结构方案。

FMS的信息控制系统的结构组成形式很多，但一般多采用群控方式的递阶系统。第一级为各个工艺设备的计算机数控（CNC）装置，实现各自加工过程的控制；第二级为群控计算机，负责把来自第三级计算机的生产计划和数控指令等信息，分配给第一级中有关设备的数控装置，同时把它们运转状况信息上报给上级计算机；第三级是FMS的主计算机（控制计算机），其功能是制定生产作业计划，实施FMS运行状态的管理，及各种数据的管理；第四级是厂的管理计算机。

性能完善的软件是实现FMS功能的基础，除支持计算机工作的系统软件外，数量更多的是根据使用要求和用户经验所发展的专门应用软件，大体上包括控制软件（控制机床、物料储运系统、检验装置和监视系统）、计划管理软件（调度管理、质量管理、库存管理和工装管理等）和数据管理软件（仿真、检索和各种数据库）等。

为保证FMS的连续自动运转，须对刀具和切削过程进行监视，可能采用的方法有：测量机床主轴电动机输出的电流、功率，或主轴的扭矩；利用传感器拾取刀具破裂的信号；利用接触测头直接测量刀具的刀刃尺寸或工件加工面尺寸的变化；累积计算刀具的切削时间以进行刀具寿命管理。此外，还可利用接触测头来测量机床热变形和工件安装误差，并据此对其进行补偿。

柔性制造系统按机床与搬运系统的相互关系可分为直线型、循环型、网络型和单元型。加工工件品种少、柔性要求小的制造系统多采用直线布局，虽然加工顺序不能改变，但管理容易；单元型具有较大柔性，易于扩展，但调度作业的程序设计比较复杂。

柔性制造系统未来将向发展各种工艺内容的柔性制造单元和小型FMS、完善FMS的自动化功能、扩大FMS完成的作业内容，并与计算机辅助设计和辅助制造技术（CAD/CAM）相结合的全盘自动化工厂方向发展。

### 1.2.2 柔性制造系统的类型与构成

柔性制造是指在计算机支持下，能适应加工对象变化的制造系统。柔性制造系统有以下三种类型。

（1）柔性制造单元。柔性制造单元由一台或数台数控机床或加工中心构成的加工单元。该单元根据需要可以自动更换刀具和夹具，加工不同的工件。柔性制造单元适合加工形状复杂、加工工序简单、加工工时较长、批量小的零件。它有较强的设备柔性，但人员和加工柔性低。

（2）柔性制造系统。柔性制造系统是以数控机床或加工

中心为基础，配以物料传送装置组成的生产系统。该系统由电子计算机实现自动控制，能在不停机的情况下，满足多品种的加工。柔性制造系统适合加工形状复杂、加工工序多、批量大的零件。其加工和物料传送柔性大，但人员柔性仍然较低。

（3）柔性自动生产线。柔性自动生产线是把多台可以调整的机床（多为专用机床）连接起来，配以自动运送装置组成的生产线。该生产线可以加工批量较大的不同规格零件。柔性程度低的柔性自动生产线，在性能上接近大批量生产用的自动生产线；柔性程度高的柔性自动生产线，则接近于小批量、多品种生产用的柔性制造系统。

就机械制造业的柔性制造系统而言，其基本组成部分有：

（1）自动加工系统。自动加工系统，指以成组技术为基础，把外形尺寸（形状不必完全一致）、重量大致相似，材料相同，工艺相似的零件集中在一台或数台数控机床或专用机床等设备上加工的系统。

（2）物流系统。物流系统，指由多种运输装置构成，如传送带、轨道转盘以及机械手等，完成工件、刀具等的供给与传送的系统，它是柔性制造系统的主要组成部分。

（3）信息系统。信息系统，指对加工和运输过程中所需各种信息的收集、处理、反馈，并通过电子计算机或其他控制装置（液压、气压装置等），对机床或运输设备实行分级控制的系统。

（4）软件系统。软件系统，指保证柔性制造系统用电子计算机进行有效管理的必不可少的组成部分。它包括设计、规划、生产控制和系统监督等软件。柔性制造系统适合于年产量1000~100 000件之间的中小批量生产。

### 1.2.3 柔性制造系统的优点与发展趋势

柔性制造系统是一种技术复杂、高度自动化的系统，它将微电子学、计算机和系统工程等技术有机地结合起来，理想和圆满地解决了机械制造的高自动化与高柔性化之间的矛盾。具体优点如下：

第一，设备利用率高。一组机床编入柔性制造系统后，产量比这组机床在分散单机作业时的产量可提高数倍。

第二，在制品减少80%左右。

第三，生产能力相对稳定。自动加工系统由一台或多台机床组成，发生故障时，有降级运转的能力，物料传送系统也有自行绕过故障机床的能力。

第四，产品质量高。零件在加工过程中，装卸一次完成，加工精度高；加工形式稳定。

第五，运行灵活。有些柔性制造系统的检验、装卡和维护工作可在第一班完成，第二、第三班可在无人照看下正常生产。在理想的柔性制造系统中，其监控系统还能处理诸如刀具的磨损调换、物流的堵塞疏通等运行过程中不可预料的问题。

第六，产品应变能力大。刀具、夹具及物料运输装置具有可调性，且系统平面布置合理，便于增减设备，满足市场需要。

柔性制造系统的发展趋势大致有两个方面：一方面是与计算机辅助设计和辅助制造系统相结合，利用原有产品系列的典型工艺资料，组合设计不同模块，构成各种不同形式的具有物料流和信息流的模块化柔性系统；另一方面是实现从产品决策、产品设计、生产到销售的整个生产过程自动化，特别是管理层次自动化的计算机集成制造系统。在这个大系统中，柔性制造系统只是它的一个组成部分。

### 1.3 集成制造系统

#### 1.3.1 前言

近半个世纪以来,制造业间的竞争日趋激烈。制造业市场已从传统的“相对稳定”逐步演变成“动态多变”的局面,其竞争的范围也从局部地区扩展到全球范围。

制造企业间激烈竞争的核心是产品(P)。回顾历史,随着时代的变迁,产品间竞争的要素不断随之演变。在早期,产品竞争要素是成本(C),20世纪70年代增加了质量(Q),20世纪80年代增加了交货期(T),20世纪90年代又增加了服务(S),近期又增加了环境清洁(E),21世纪将增加“知识创新”(K)这一关键因素。另一方面,必须指出,当今世界已步入信息时代并迈向知识经济时代,以信息技术为主导的高技术也为制造技术的发展提供了极大的支持。上述两种力量推动了制造业发生着深刻的变革,信息时代的“现代制造技术”及其产业应运而生,其中,CIMS技术及其产业正是其重要的组成部分。

##### 1.3.1.1 不断拓展中的“现代集成制造系统”理念与内涵

20世纪70年代,美国约瑟夫·哈林顿(Joseph Harrington)博士首次提出CIM(Computer Integrated Manufacturing)理念。它的内涵是借助计算机,将企业中各种与制造有关的技术系统集成起来,进而提高企业适应市场竞争的能力。但是基于CIM理念的系统CIMS(Computer Integrated Manufacturing System)在20世纪80年代中期才开始被重视并大规模实施,其原因是20世纪70年代的美国产业政策中过分夸大了第三产业的作用,而将制造业,特别是传统产业,贬低为“夕阳工业”,这导致美国制造业优势的急剧衰退,并在20世纪80年代初开始的世界性的石油危机中暴露无遗,此时,美国才开始重视并决心用其信息技术的优势夺回制造业的霸主地位,认为“CIMS, no longer a choice!”。于是美国及其他各国纷纷制订并执行发展计划。自此,CIMS的理念、技术也随之有了很大的发展。代表性的论点出自美国的制造工程师协会SME、欧共体ESPRIT及国际ISO/TC184/SC5/WG1等;与此同时,许多学者还对各种发展模式冠以不同的名词。863/CIMS主题结合国际上先进制造技术的发展,特别是基于主题上万名人员十余年的实践,提出了“现代集成制造”(Contemporary Integrated Manufacturing)的理念,它在广度上、深度上拓宽了传统CIM的内涵。863/CIMS主题提出:

CIM是一种组织、管理和运行现代制造类企业的理念。它将传统的制造技术与现代信息技术、管理技术、自动化技术和系统工程技术等有机结合,使企业产品全生命周期各阶段活动中有关的人/组织、经营管理和技术三要素及其信息流、物流和价值流三流有机集成并优化运行,以达到产品(P)上市快(T)、高质(Q)、低耗(C)、服务好(S)、环境清洁(E),进而提高企业的柔性、健壮性、敏捷性,使企业赢得市场竞争。

CIMS是一种基于CIM理念构成的数字化、信息化、智能化、绿色化、集成优化的制造系统;它是信息时代的一种新型生产制造模式。

CIMS通常由经营管理与决策子系统、工程分析与设计子系统、加工生产子系统及支撑平台子系统(如网络/数据库/集成框架)组成。

这里的制造是“广义制造”的概念,它包括了产品全生命周期各类活动——市场需求分析、产品定义、研究开发、设计、生产、支持(包括质量、销售、采购、发送和服务)

及产品最后报废、环境处理等的集合。

其中,价值流是指以产品T、Q、C、S、E等价值指标所体现的企业业务过程流,如成本流等。

我国“现代集成制造系统”拓展传统“计算机集成制造系统”的要点:细化了现代市场竞争的内容(P、T、Q、C、S、E);提出了CIMS的现代化特征:数字化、信息化、智能化、集成优化和绿色化;强调了系统的观点,拓展了系统集成优化的内容:包括信息集成、过程集成和企业间集成优化;企业活动中三要素和三流的集成优化;以及CIMS相关技术和各类人员的集成优化;突出了管理与技术的结合,以及人在系统中的重要作用;指出了CIMS技术是基于传统制造技术、信息技术、管理技术、自动化技术和系统工程技术的—门发展中的综合性技术,其中,特别是突出了信息技术的主导作用;扩展了CIMS应用范围,包括离散型制造业、流程及混合型制造业。此外,这种提法更具广义性、开放性和持久性。

##### 1.3.1.2 持续发展中的“现代集成制造系统”技术

基于CIMS理念与内涵的不断拓展,CIMS技术持续发展,主要表现在下述方面。

(1) 从设计、管理和加工生产等“技术孤岛”发展为集成的CIMS技术体系。

1) 总体技术系统总体模式:包括柔性制造、集成制造、并行工程、敏捷制造、智能制造、绿色制造和全能制造等模式。

系统集成方法论:包括信息集成、过程集成、企业间集成及知识集成等方法论。

系统集成技术:包括设计、生产、管理及后勤等子系统间的集成技术,企业三要素(人/组织、经营管理和技术)及三流(信息流、物流和价值流)的集成技术等。

标准化技术:包括产品信息标准、过程信息标准,数据交换与格式标准、图形标准及零件库标准等技术。

企业建模和仿真技术:包括企业功能、信息、工作流、资源及组织模型等建立、确认及其仿真技术。

CIMS开发与实施技术:企业诊断、需求分析、系统设计、组织实施、质量保证及效益评价等技术。

2) 支撑平台技术。包括网络、数据库、集成平台/框架、计算机辅助软件工程、产品数据管理(PDM)、计算机支持协同工作(CSCW)及人/机接口等技术。

3) 设计自动化技术。包括CAD、CAPP、CAM、CAE、基于仿真的设计(SBD)、面向下游工作的设计(DFX)及虚拟样机(VP)等。

4) 加工生产自动化技术。包括DNC、CNC、FMC、FMS、虚拟加工及快速成形制造(RPM)技术等。

5) 经营管理与决策系统技术。包括MIS、OA、制造资源规划(MRP II)、准时生产(JIT)、CAQ、业务流程重组(BPR)、企业资源规划(ERP)、动态企业建模(DEM)、供应链及电子商务等技术。

6) 流程制造业CIMS中生产过程控制技术。包括过程检测、先进控制、故障诊断和面向生产目标的建模、优化集成控制技术等。

(2) CIMS技术的发展阶段。系统集成优化是CIMS技术与应用的核心技术,因此我们认为,可将CIMS技术的发展从系统(三要素和三流)集成优化发展的角度而划分为三个阶段:信息集成(以早期计算机集成制造为代表)、过程集成(以并行工程为代表)和企业间集成(以敏捷制造为代表)。前者是后者的基础,同时,三类集成优化技术也还在

不断发展之中。我国 863/CIMS 主题分别于 1987 年、1993 年和 1997 年启动了这三个方面的工作。

1) 信息集成优化。信息集成主要解决企业中各个自动化孤岛之间的信息交换与共享问题,其主要内容有:①企业建模、系统设计方法、软件工具和规范。②异构环境和子系统的信息集成。早期信息的集成主要通过局域网和数据库来实现。近期采用企业网、外联网、产品数据管理(PDM)、集成平台和框架技术来实现。值得指出,基于面向对象技术、软构件技术和 Web 技术的集成框架已成为系统信息集成的重要支撑工具。

相应地,在企业管理上应用了 MRP-II、JIT 等,进而带动了企业文化和管理的优化。

2) 过程集成优化。传统的产品开发模式采用串行产品开发流程;设计与加工生产是两个独立的功能部门;缺乏数字化产品定义、DFA/DFM 工具和产品数据管理;缺乏支持群组协同工作的计算机与网络环境。但是“并行工程”较好地解决了这些问题,它组成多学科团队,尽可能多地将产品设计中的各个串行过程转变为并行过程,在早期设计阶段采用 CAX、DFX 工具考虑可制造性设计(DFM)、可装配性设计(DFA)和质量设计(DFQ),以减少返工,缩短开发时间。并行工程的关键技术:信息集成技术;过程建模及重组;面向并行工程的计算机辅助工具,如 CAX、DFX(虚拟制造技术的一部分);支持并行作业的多学科的协同工作小组以及计算机网络支持下 CSCW 和集成框架等。

此阶段中,在管理上引入 BPR、项目管理(扁平组织);将 MRP-II 与 JIT 结合,形成推、拉结合的生产管理模式;吸收精益制造思想等,以上这些进一步优化了企业的文化和管理。

3) 企业间集成优化。企业间集成优化是企业内外部资源的优化利用,实现敏捷制造,以适应知识经济、全球经济和全球制造的新形势。

从管理的角度,企业间实现企业动态联盟(Virtual Enterprise),形成扁平式企业的组织管理结构和“哑铃型企业”,克服“小而全”、“大而全”,实现产品型企业,增强新产品的设计开发能力和市场开拓能力,发挥人在系统中的重要作用等。

企业间集成的关键技术包括信息集成技术、并行工程的关键技术、虚拟制造、支持敏捷工程的使能技术系统、基于网络(如 Internet/Intranet/Extranet)的敏捷制造以及资源优化(如 ERP、供应链、电子商务)。

(3) 现代集成制造技术的发展总趋势。

1) 集成化。从当前的企业内部的信息集成和功能集成,发展到过程集成(以并行工程为代表)、并正在步入实现企业间集成的阶段(以敏捷制造为代表)。

2) 数字化/虚拟化。从产品的数字化设计开始,发展到产品全生命周期中各类活动、设备及实体的数字化。在数字化基础上,虚拟化技术正在迅速发展,主要包括虚拟现实(VR)应用、虚拟产品开发(VPD)和虚拟制造(VM)。

3) 网络化。从基于局域网发展到基于 Intranet/Internet/Extranet 的分布网络制造,以支持全球制造策略的实现。

4) 柔性化。正积极研究发展企业间动态联盟技术、敏捷设计生产技术和柔性可重组机器技术等,以实现敏捷制造。

5) 智能化。智能化是制造系统在柔性化和集成化基础上进一步的发展与延伸,引入各类人工智能和智能控制技

术,实现具有自律、分布、智能、仿生、敏捷和分形等特点的新一代制造系统。

6) 绿色化。包括绿色制造、环境意识的设计与制造、生态工厂和清洁化生产等;它是全球可持续发展战略在制造业中的体现,它是摆在现代制造业面前的一个崭新课题。

值得指出,1994 年清华大学获得美国 SME 的 CIMS “大学领先奖”,1999 年华中理工大学又获本年度的“大学领先奖”,表明我国已处于这一领域的国际先进水平。

### 1.3.1.3 长足发展中的现代集成制造系统应用

现代集成制造系统应用的发展主要表现在下述几个方面:①已遍及发达国家及一些发展中国家;②从机械制造业扩展到各类制造业;③从多品种、小批量生产方式发展到多种生产方式;④从简单产品扩展到复杂产品;⑤系统开发与实施技术更为成熟,成功率大大提高;⑥有力地促进了 CIMS 技术和产业的发展。美国未来学家认为:在 2030 年 80% 的美国企业会实现 CIM。必须指出,自 1989 年以来,863/CIMS 主题已在我国机械、家电、航空、航天、汽车、石油、纺织、轻工、冶金、煤炭、化工、邮电和服装等行业中的 210 家企业实施各种类型的 CIMS 应用示范工程。结果表明:CIMS 应用示范工程的实施使企业显著地增强了竞争能力,CIMS 应用是我国企业实现两个根本转变的一种有效途径。值得指出,1995 年北京第一机床厂荣获美国 SME 的 CIMS “工业领先奖”。

### 1.3.1.4 前景良好的现代集成制造系统产业

CIMS 产业包括系统集成产业及 CIMS 中单元技术产品的产业两类。发展前景良好。据美国 Frost & Sullivan 公司的调查报告,制造系统集成产业市场年增长率为 15%,营业额达到百亿美元;一些单元技术产品如 CAD/CAM/CAE、FMS、ERP、PDM、RPM 和 VM 等平均年增长率为 15%~20%,各自的年营业额达 10 亿~50 亿美元。值得指出,我国已初步形成了 10 个系列的 CIMS 目标产品,覆盖了 CIMS 工程所需产品的 85% 以上;863/CIMS 目标产品已直接应用于 50% 的 CIMS 应用示范企业,1999 年 CIMS 主题支持的目标产品销售额约 1.2 亿元,2000 年销售额约 3 亿元。国内 CIMS 产品开发单位已形成了一支有一定竞争力的生力军。

### 1.3.2 集成制造系统的组成

#### 1.3.2.1 管理信息系统

为了实现集成制造系统的功能,应以系统工程的整体优化观点,使信息技术与制造技术相结合,合理地组织业务工作流程、信息流和物流,通过信息集成,及时、正确、可靠地提供各类功能系统所需的信息。为此,先要通过简化和规范化,合理地组织生产工作流程和物流,并相应地调整组织机构,为信息流的合理化和高效益建立基础,充分发挥集成制造系统对信息流和物流的集成效果。集成制造系统一般由 4 个应用分系统和 2 个支撑分系统组成,如图 5.4-3 所示。

管理信息系统(MIS)是将制造企业生产经营过程中的产、供、销、人、财和物等进行统一管理的应用计算机系统,是在数据处理系统基础上发展起来的一个面向管理的集成系统,是集团制造中实现信息集成的重要组成部分。管理信息系统的基本功能有三个:①信息处理,包括信息的收集、传输、加工和查询等。②事务管理,指经营计划管理、物料管理、生产管理、财务管理、人力资源管理和质量管理等。③辅助决策,分析归纳现有信息,利用数学方法预测未来,提供辅助决策信息。管理信息系统的核心是物料需求计划(Material Requirement Planning, MRN),它是 20



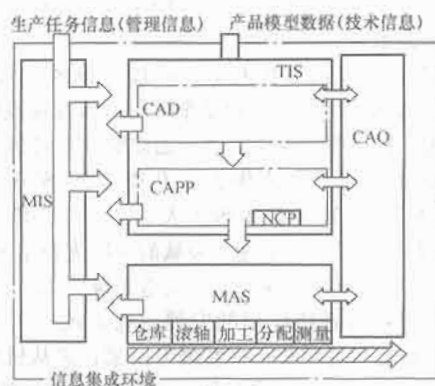


图 5.4-3 集成制造系统的组成

世纪 60 年代美国首创的一种库存计划与控制方法，把产品的交货期展开成零部件生产进度日程和原材料、外购件的需求日期的安排，输出到生产作业调度模块和采购模块，编排好加工和采购计划，使之在需要的日期能够配套备齐，满足装配和交货的要求。20 世纪 70 年代后期，人们逐渐认识到 MRP 并不完善，为此增加了生产能力的平衡、计划下达和实施过程的反馈调整功能，形成集生产、供应、销售和财务等功能于一体的系统，这就是制造资源计划（Manufacturing Resource Planning, MRP II）。MRP II 的基本功能模块如图 5.4-4 所示。



图 5.4-4 MRP II 的基本功能

在集成制造环境下，管理信息系统是一个大型软件系统，一般采用模块化的结构，常用的模块有：

(1) 技术和生产数据管理模块。该模块对管理信息系统所需的共享数据进行集中管理和维护，以减少数据冗余，建立集中、统一、准确的企业技术和生产数据，支持管理信息系统其他各模块的运行。其主要功能有基本数据维护、产品结构分析、产品结构替换、工时与材料定额汇总、产品工装需求汇总和工厂日历维护等。其核心技术是建立产品结构的技术文件——物料清单（Bill of Materials, BOM），它反映一个产品所有零部件的构成层次和数量关系。BOM 可以是自顶向下分解的形式，也可以是自底向上追踪的形式。BOM 是运行 MRP II 的主导文件，企业的各个部门都依据统一的 BOM 进行工作，因此它的影响面最大，对它的准确性要求也最高。

(2) 生产经营计划模块。该模块包括经营计划、主生产计划和粗能力平衡核算。经营计划规定在一年内企业生产的产品、产量以及供应、销售、财务成本、劳动人事等方面的计划，确定一年的生产经营目标，指导全厂的生产经营活

动。主生产计划根据经营计划、销售合同和市场预测，确定各时间段需要制造的产品产量和生产时间，为物资供应计划和物料需求计划提供依据。粗能力核算根据主生产计划、物料清单和零件不同工艺阶段的制造提前期，产生按时间分布的各工作中心的能力负荷报告，为计划人员提供计划和能力调整的参考依据。

(3) 物料需求计划模块。该模块根据主生产计划确定的品种，由物料清单展开，获得对所有零部件的总需求量；然后查库存现有量，得出净需求量；最后得出各车间零部件生产作业计划、外购配套件的需求计划和详细能力需求计划。功能包括物料需求计划的生成、产生例外信息、批量策略支持、通借件的合批处理、确认计划订单、产生按工作中心的能力平衡和负荷分析，以及产生日、旬、月生产信息统计报表，包括产量、产值及工时完成情况等动态生产信息。

(4) 生产作业计划模块。该模块核实物料需求计划下达的任务、生成以零件为对象的加工单和以工作中心为对象的派工单。这里的工作中心是管理信息系统中的一个概念，作业计划和能力平衡都以工作中心为单位进行。通常，根据车间的设备和劳动力的加工工艺特征，把能执行相同或相似工序的设备和劳动力划分在同一工作中心内。生产作业计划模块一般只是执行计划，不再生成计划；只控制工序的优先顺序（指作业排序），而不变动加工单的优先顺序；只是妥善利用已有的车间资源，而不能再得到新资源。车间作业计划阶段是动态信息比较多的作业阶段，要及时如实反馈执行计划的实际情况，作为分析和改进计划的依据。

(5) 销售管理模块。该模块管理从客户订货到商品发运和质量反馈的全过程，主要功能包括销售计划编制、销售合同台账维护、销售合同的统计与监督执行、销售统计分析和客户档案管理。

(6) 采购管理模块。该模块管理物资供应计划、采购合同和供应商档案，保证按时、按质、按量地供应所需的物资，并最大限度地减少资金占用。其主要功能是物资供应计划编制、采购合同管理和供应商档案管理。

(7) 库存管理模块。该模块管理除工具外的库存物品，一般来说，包括原材料、在制品、零部件和产成品，应能提供精确的物料库存数据和有关分析报告。主要功能有库存基础数据管理、库存主账管理、库存流水账管理、限额领料管理，以及清仓盘库处理、库存统计分析和库存品价格维护等。

(8) 能力需求计划模块。该模块对所需的加工能力（设备、原材料等）进行计划和管理，包括生产能力计算、生产负荷计算、生产能力与生产负荷的平衡。当生产能力不足或有余时，应采取措施进行平衡，如采取交叉作业、分批生产、减少准备时间、重排订单及修改订单数量等。如果能力需求计划无法解决矛盾，则需调整物料需求计划，甚至调整主生产计划。

此外，还有一些常用模块，如车间作业管理模块、财务管理模块、成本核算模块、设备管理模块、人力资源管理模块，以及预测及辅助决策模块等，这里就不一一详述了。完整的管理信息系统功能结构如图 5.4-5 所示。

### 1.3.2.2 技术信息系统

技术信息系统（Technical Information System, TIS）为企业的技术部门处理提供所需的技术信息，支持新产品的设计开发和生产工艺准备。它在缩短生产周期、提高产品质量、降低生产成本等方面均有重要作用。TIS 主要包括三个功能子系统：计算机辅助设计（CAD）、计算机辅助工艺设



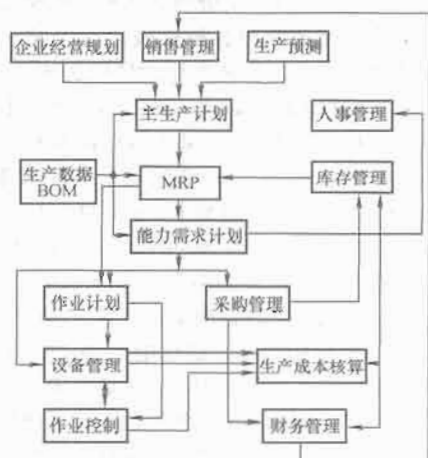


图 5.4-5 管理信息系统功能结构

计 (CAPP) 和计算机辅助制造 [CAM 或者狭义地说, 数控编程 (NCH)]。CAD 是指工程技术人员以计算机为工具, 用各自的专业知识, 对产品进行总体设计、绘图、分析、仿真和编写技术文档等设计活动的总称。一般认为 CAD 的功能可归纳为 4 大类: 建立几何模型、工程分析、动态仿真和自动绘图。一个完整的 CAD 系统, 应包括科学计算、图形系统和工程数据库等几个部分。其中, 科学计算是指有限元分析、可靠性分析、动态分析、产品的常规设计和优化设计; 图形系统是指几何造型、特征造型、实体造型、二维工程图、三维实体图和动态仿真; 工程数据库对设计过程中使用和产生的数据、图形和文档进行存储和管理。CAPP 是根据产品设计所给出的信息进行产品的加工方法和制造过程的设计。一般来说, CAPP 的功能包括毛坯设计、加工方法选择、工序设计、工艺路线制订和工时定额计算等。其中, 工序设计又可包括装夹设备选择或设计、加工余量分配、切削用量选择, 机床、刀具和夹具的选择及必要的工序图生成等。CAM 是指计算机在产品制造方面有关应用的总称, 有广义与狭义之分: 广义 CAM 一般指从毛坯到产品制造过程中的直接和间接的活动; 狭义 CAM 通常仅指数控程序的编制, 包括刀具路径规划、刀具轨迹仿真和 NC 代码的生成等。

在 TIS 内的各子系统之间和各功能模块之间存在着密切的信息传递关系,在 TIS 和 MIS、MAS 和 CAQ 等分系统之间也存在一定的信息传递关系。这些信息传递关系通过 TIS 的信息运行模式加以表达,如图 5.4-6 所示。从图中可以看出,在 TIS 各子系统之间及 TIS 和其他分系统之间存在的信息传递关系。

这些信息是产品设计信息、产品开发计划信息、零件图样信息、装配图样信息、工艺结构评价信息、零件图信息、工艺规程信息、模具设计信息、工装设计信息、质量检测信息、工艺信息、设备信息、刀具信息、NC 程序及文件信息和样件试切信息等。TIS 的信息模型可分为产品信息、工装信息和模具信息三个部分。产品信息流的主要特征是：新产品生产技术准备信息由 MIS 下达的新产品开发计划启动，产品开发的技术规格、功能和指标由技术任务书规定。工装信息流的主要特征是：在需求信息的基础上产生工装装配信息表和工装装配图，并形成工装设计信息和工装使用调整说明书。模具信息流的主要特征是：在需求信息基础上产生模具设计信息表和模具使用说明书。

CAD/CAPP/CAM 集成是实现集成制造系统的一个重

要方面,但从历史上看,CAD、CAPP和CAM是先各自独立发展,然后又逐渐彼此靠拢,20世纪80年代以后,这三者的集成技术得到深入研究。解决CAD、CAPP和CAM之间有效、可靠的集成问题,被归纳为统一的产品定义和产品数据交换两个方面。

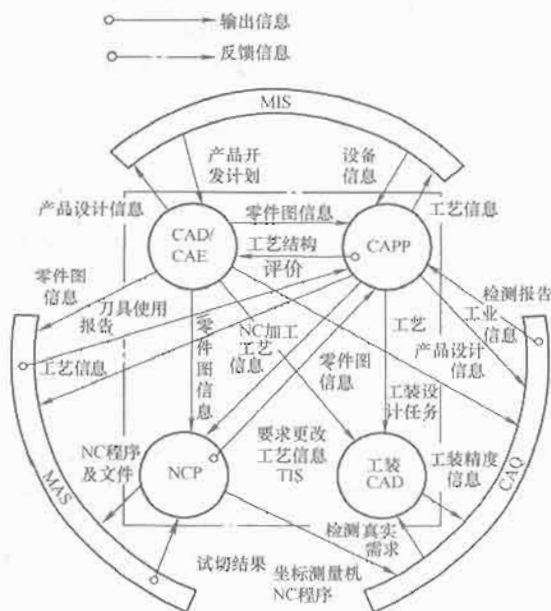


图 5.4-6 TIS 信息运行模式图

产品定义就是用计算机可以理解的语言对产品进行表达,以便进行信息交换,实现信息共享。由于产品的几何信息是表达产品所有信息的基础,所以对产品几何形状的表达的研究一直是产品定义领域中的热点问题,先后出现过线框模型、表面模型和实体模型等,但都有其不足之处,难于用来构造复杂零件的几何形状。特征造型把参数化的基本体素定义为特征,用特征通过体素拼合的方法构造零件的几何形状。基于特征造型的产品模型能够表达工艺设计和产品制造所需的高级信息。基于特征的产品定义以特征技术为基础,通过特征的选取,使其具有某种工程意义和加工意义,设计人员可以利用这些特征方便迅速地设计出 CAM 所能理解的产品。采用基于特征的产品定义是实现 CAD/CAPP/CAM 集成的一个有效途径。产品数据交换是实现 CAD/CAPP/CAM 集成的基础,为此,人们进行了大量的研究,并提出了许多相关的数据交换标准。20 世纪 70 年代末,美国 CAM-I 开始研究初始化图形交换规范 (Initial Graphics Exchange Specification, IGES),该标准定义了产品数据交换的文件结构、语法格式以及几何与拓扑关系的表达方法。经过 10 年的发展,到 1987 年,已推出了 IGES 第 5 版本,增加了实体几何法和边界表示法之间转换的数据类型。IGES 主要解决二维图样的信息共享的问题。在国际贸易、技术交流和市场竞争的推动下,国际标准化组织 (ISO) 的 TC/184/SC4 开发出产品模型数据的交换标准 (Standard for The Exchange of Product model data, STEP)。STEP 是在美国推出的产品数据交换规范 (Product Data Exchange Specification, PDES) 的基础上开发的,其目标是以中性格式概括出一个在产品生存期内具有完整性与集成性的计算机化的产品模型所需的信息。它能完整地表示产品数据,并支持广泛的应用领域;它的中性机制使它独立于任何具体的计算机辅助设计的软件系统;它具有多种实现形式,不仅适用于中性文件交换,并且支持应用程序内的产品数据交换,同时也是

实现和共享产品数据库的基础。STEP 涉及的面非常广, 还有大量的开发工作要继续进行。

### 1.3.2.3 制造自动化系统

制造业的自动化大体上分为刚性自动化、柔性自动化和集成自动化三个阶段。20 世纪 70 年代以前, 主要利用机械设备, 实现大批量生产, 解决代替人的体力劳动的自动化, 目标是提高劳动生产率, 这一时期为刚性自动化阶段。20 世纪 80 年代中期以前, 主要利用柔性制造系统实现多品种、小批量生产, 解决高生产率与柔性的统一, 目标是在继续提高劳动生产率的同时, 实现产品本身和制造过程的柔性, 这一时期为柔性自动化阶段。20 世纪 90 年代以后, 主要利用计算机集成制造系统, 实现全局优化的集成生产, 目标是将不同种类和功能的自动化孤岛集成起来, 实现全局优化, 这一时期为集成自动化阶段。

制造自动化系统位于企业制造环境的底层, 是直接完成制造活动的基本环节。它覆盖了企业从车间层至设备层的全部功能和活动。通常, 制造自动化系统由制造系统、控制系统、物流系统、监测系统和机器人组成。制造系统用于对工件或产品进行物理加工的操作, 它直接完成零件或产品的各种加工和装配, 主要包括各种数控机床、加工中心和柔性制造单元等加工设备、测量设备和装配设备。控制系统用以实现对制造系统的操作过程控制, 是制造自动化系统集成信息流、决策流的基础。它控制全系统协调运行, 包括车间层管理与控制、单元层控制、工作站控制及物流控制等功能。物流系统是制造自动化系统物流集成的基础, 它完成对工件和工具的存储、搬运和装卸三大操作功能。监测系统是制造自动化系统工作质量保证的基础, 它完成制造过程中对加工对象、加工设备及加工工具的在线自动监测。机器人除在传统的搬运、装卸过程中大量应用外, 在焊接、装配、喷涂、测试及清洗等生产过程中, 目前正朝着开放式结构、分布式处理的方向发展。开放即建立公共的硬件、软件平台, 面向不同的应用环境, 适应多种系统的需求。分布式处理包括各种设备的网络互连、分布式数据管理、分布式数据库和实时多任务并发处理。随着自动化向管理和技术领域的渗透和发展, 制造自动化系统必然要同管理信息系统和技术信息系统集成起来, 并最终形成集成制造系统。

制造自动化系统是企业信息流、物料流和决策流交汇的枢纽。按照功能活动的基本特征, 制造自动化的体系结构自顶向下分别为:

- (1) 公司经营决策层。
- (2) 工厂生产管理层。
- (3) 车间管理控制层。
- (4) 单元控制层。
- (5) 工作站控制层。
- (6) 设备控制层。

上述层状模型包容了制造业的全部功能和活动, 描述了其层次结构和关系, 体现了集中与分散相结合的递阶控制结构原理。递阶控制结构原理规定: 每一层将其上一层发出的命令分解为本层执行的过程和继续向下一层传送的子命令, 并接收来自上一层的相关数据。命令执行的结果, 即状态的改变或数据的生成, 需及时反馈给上一层, 以便作为决策的依据, 或生成相应的报告。每一层只接收其下一层反馈的信息, 只向其上一层反馈信息。决策和信息的传递均不隔层, 同一层的不同实体之间, 由其上一层实体控制和协调。这种逐层分解的过程可以一直分解到最底层的设备和最基本的生产动作序列。它从功能、活动、控制、数据和接口等各个方

面, 建立了一种通用、统一的分析方法和结构模型。

制造自动化系统通常由各种机械设备构成。其中最重要、最基本的加工设备是各种类型的数控机床。自 1957 年世界上第一台数控机床诞生以来, 随着微电子技术的迅速发展, 20 世纪 70 年代中期出现了基于微处理器的计算机数控机床, 并在 20 世纪 60 年代末期的直接数字控制 (Direct Numeric Control, DNC) 的基础上, 进一步发展成为今天的分布式数字控制 (Distributed Numeric Control, DNC)。

为进一步提高机床的利用率和自动化水平, 在 CNC 机床的基础上, 又增加了刀具自动交换装置, 形成了各种类型的加工中心, 如主要用于镗、铣切削的卧式和立式加工中心, 主要用于车削的车削加工中心, 主要用于冲切加工的冲切加工中心等。在各类加工中心的基础上, 再增加托盘交换装置和输送托盘的物流装置, 则成为柔性制造单元和柔性制造系统。图 5.4-7 是一种典型柔性制造单元 (FMC) 的配置。

制造自动化是生产发展的必然趋势。但若不从实际情况和需求出发, 片面地追求自动化, 有时不仅不能达到目的, 甚至会适得其反, 导致企业困境, 因为它往往是消耗投资最大的部分。制造自动化系统是指反映先进技术应用的企业底层的生产和物流活动, 自动化程度的高低, 完全取决于实际需要, 必须慎重对待。这些企业底层的生产和物流活动, 在集成制造中往往被划分为“单元”进行管理和调度。每个单元有一个单元控制器, 单元控制器主要有计划、调度和调节三方面的功能。计划功能负责安排单元范围内的生产计划, 完成上级下达的各项任务, 并在其下属发生意外情况时, 修改现有的生产计划。调度功能主要包括对计划功能给出的生产计划进行评估和选择; 为各工作站或设备控制器生成作业开始和完成时间的排序, 以及解决当前正在执行的排序表的矛盾和问题。调节功能是单元控制器和其下属工作站控制器或设备控制器之间的接口, 其内容是向下属下达任务; 对下属执行任务时的反馈进行监视; 把任务执行中出现的矛盾和问题通知给调度功能进行调度。

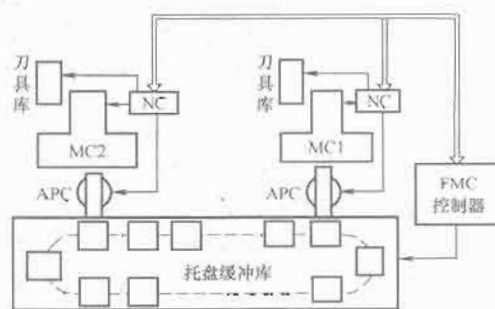


图 5.4-7 典型 FMC 的配置

### 1.3.2.4 计算机辅助质量保证系统

计算机辅助质量保证 (CAQ) 系统负责采集、存储、评价和控制设计和制造过程中产生的、与产品质量有关的数据, 形成一系列的控制环, 从而有效地保证质量。为提高质量, 人们先后提出了质量控制、全面质量控制、质量保证、质量管理和全面质量管理等方法。作为集成制造系统的一部分, 质量保证系统应在系统集成的整体安排下有效地实现全面质量管理。所谓全面质量管理, 就是在企业中以质量为中心, 建立全员参与的管理, 全面质量管理的基本内容是“三全”: ①对全面质量的管理, 即管理所有质量, 不仅是产品质量, 还包括工作质量, 服务质量。②对全过程的管理, 即对产品质量的管理不限于制造过程, 而是扩展到市场研

究、产品开发、生产准备、采购、制造、检验、销售和售后服务全过程。③由全员参与的管理,即把保证质量作为企业的基本指导思想,将质量责任落实到全体职工,人人为保证和提高质量而努力。计算机和信息技术的发展为企业实施全面质量管理提供了新的、先进的工具和手段,全面质量管理呈现出下列新特点:①采用科学的系统的方法满足用户需求,对产品性能进行定量描述的质量功能展开(QFD)方法在工业发达的国家得到广泛应用,并取得巨大的经济效益和社会效益。②以预防为主的质量管理更为有效,质量预报、诊断技术及控制技术受到越来越普遍的重视,改进产品薄弱环节,消除隐患已成为全面质量管理的重要内容。③信息技术的发展为企业实施全面质量管理提供了有力的支持,及时、正确地获取和传递质量信息成为企业制定质量政策、确定质量目标并实行生产过程质量控制的主要保证。④突出人的因素,充分调动人的积极因素,发挥人的主观能动性。

CAQ系统以提高企业产品制造质量和企业工作管理质量为目标,通过工况监控进行质量分析评价,采用统计过程控制(SPC)和统计质量控制(SQC)等方法进行控制,使质量的控制与检验紧密结合,并使有关质量信息能准确、及时地反馈到有关部门。建立易于查询的质量档案,使质量具有可追溯性。对某些关键工序实现在线自动检测和数据自动采集,增强现场生产过程的控制能力和信息处理能力,为企业进行质量分析、管理和决策提供科学的依据。一般认为,CAQ系统可分为4个子系统,即质量决策与计划子系统,质量数据采集、处理和管理子系统,质量分析与评价子系统和生产过程质量控制子系统。

质量决策与计划子系统主要通过制定质量方针来规划企业的质量控制活动,其功能有制定企业质量方针和目标,决策重大质量改进措施,制定检验规程和检测计划,进行质量成本管理、分析及优化,制定质量审核和抽查计划,制定进厂材料、外购外协件的抽检计划,控制工序质量控制点的质量特征和制定质量改进措施,为企业领导提供全面质量情况,提供重大质量问题的查询方法、质量信息的来源及依据。

质量数据采集、处理和管理子系统的主要功能有建立成品出厂档案,改善售后服务的工作质量;管理进厂材料、外购件和外协件的质量检验数据,为评价供应厂家、外协厂家的产品质量提供可靠依据;管理生产过程中影响产品质量的数据;建立设计质量模块,做好项目决策、方案设计、结构设计、工艺设计及样机与小批试制的质量管理,支持新产品的开发。

质量分析与评价子系统用于综合统计整机和零部件的质量检验数据。通过分析,提出质量缺陷的类型,逐步建立质量缺陷诊断的专家系统。其主要功能有统计分析生产现场各种因素对造成质量问题的影响,查明主要原因,用于现场质量反馈控制、评价质量改进措施、统计质量审核结果、诊断质量薄弱环节、统计质量抽查结果、评价质量检验的工作质量、分析和优化质量成本。

生产过程质量控制子系统的主要功能有:设计适当的检测装置,解决生产和质量的“瓶颈”,建立车间数据采集系统;鉴别工件实物质量,根据数据统计分析得到的控制补偿量,判别不良品;显示测量值、偏差及补偿量,控制操作;对部分主要零件实现加工质量的主动检测及实时控制;对测量来的质量数据进行分析评价,对精密件的质量进行控制等。

图5.4-8表示一个CAQ系统的功能参考模型,从中可

以了解CAQ系统的概况和各部分功能,以及CAQ与企业制造过程的关系。

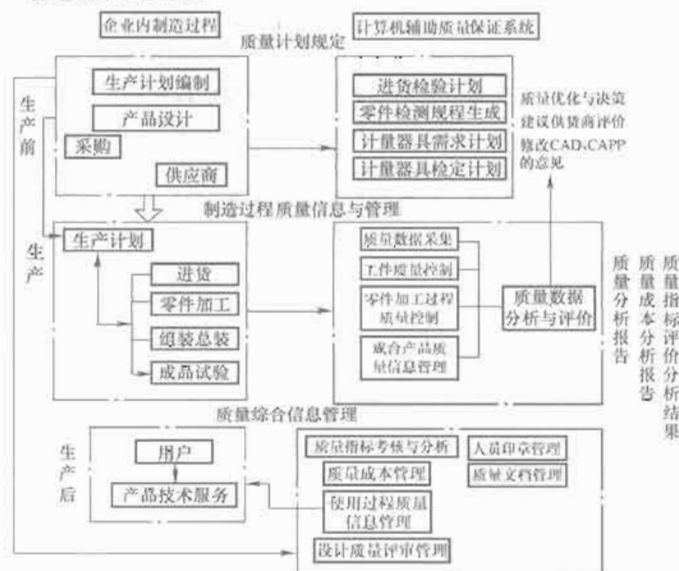


图 5.4-8 CAQ 系统的功能参考模型

### 1.3.2.5 集成制造系统的数据管理

集成制造企业需要采集、传递和处理的数据,不仅数量巨大,而且有结构化、半结构化和非结构化的数据。一个企业如果由于历史原因或某种特殊需要,采用了异构的数据库,那么还要解决不少异构数据之间的接口问题。要使集成制造系统的各分系统有效地集成,实现数据共享,必须有集成的数据管理系统的支持,因此数据管理系统是集成制造系统的另一个支撑分系统。

数据管理系统的核心是数据库系统,一个数据库系统由以下几部分组成:①有一个结构化的相关数据的集合,这个数据集合的数据本身能为多种应用服务,可独立于应用程序之外。②有多种用户的应用程序,应用程序中可以对数据库进行存取操作。③有一个负责对所有数据进行管理和维护的软件系统,称为数据库管理系统(DBMS)。④有计算机系统,包括硬件和软件。⑤人员,包括企业各层次的业务和管理人员。一个数据库的数据模式结构从逻辑上可以分为外部级、概念级和内部级三级,如图5.4-9所示。

外模式又称为用户模式,是数据库用户看到的数据视图,是三级结构中最接近用户的级。概念模式又称为逻辑模式,是数据库中全体数据的逻辑结构和特征的描述。一个数据库允许有多种不同的外模式,但只有一个概念模式,它描述整个数据库的逻辑结构。内模式又称为存储模式,是数据在数据库系统内部的表示,即数据的物理结构和存储方式的描述。

按所用的数据模型不同,数据库一般分为三类:层次型、网状型和关系型。所谓数据模型(Data Model)是描述现实世界的工具,也是实现DBMS的基础。一般来说,数据模型描述数据、数据间的关系、对数据的操作以及有关的语义约束规则。一个数据模型通常由三个部分组成:数据结构、操作集合和完备性的约束规则。

集成制造系统对集成数据管理系统的要求之一是处理位于不同结点计算机中的数据,各自有独立的数据库系统,因此集成数据管理系统必须采用分布式异构数据库技术。它建立在开放系统互联的网络体系结构上,借助于远程数据库访问服务及协议,执行对网络各地局部数据库的协调,完成全局调度和分布式事务处理。从结构上,分布式数据库系统可



以分为全局型分布式数据库系统、联邦型分布式数据库系统和层次型分布式数据库系统三类。

为处理有关工程的非结构化信息,开发适合 CAD/CAM 环境、功能齐全、通用性强的工程数据库管理系统,把工程应用的有关数据用一种统一的观点加以处理,以便尽可能地消除冗余,避免重复更新,减少各种应用间的数据不一致性,是集成制造系统数据管理的关键技术之一。用统一的方式存储、操纵、修改图形及非图形数据是工程数据库管理系统的技术难点。适用的工程数据库管理系统应能满足以下功能要求:

- (1) 支持多种工程应用程序。
- (2) 支持动态模式的修改及扩充。
- (3) 支持设计的反复试探性过程。
- (4) 支持在数据库中嵌入语义信息。
- (5) 支持存储和管理设计版本。
- (6) 支持复杂的抽象层次表示。
- (7) 支持多重 CPU 分布式处理环境。
- (8) 支持建立临时存储数据库。
- (9) 支持多种表示处理。
- (10) 支持非过程的数据存取。
- (11) 支持宿主语言的接口。
- (12) 支持工程事务处理。

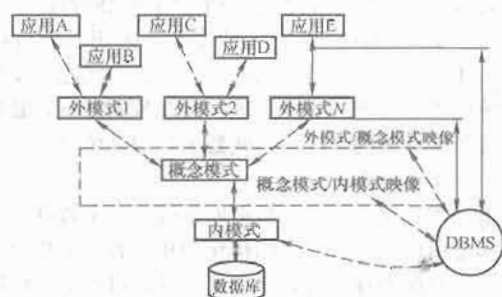


图5.4-9 数据模式结构

集成制造系统的应用环境中,分布在不同位置的各结点上的计算机及数据库系统可以是相同的,也可以是不同的。因而要求有能支持这种环境的异构分布式数据库系统。异构分布式数据库系统的体系结构通常有两种:一种具有全局数据库模型及操作语言,处于各场地上的用户利用数据操作语言下达命令,查询网络上其他场地上的分布式数据库,系统将查询命令分解成许多子命令后送到各相应场地,由各场地的翻译器将它们翻译成局部管理系统的操作语言,并加以执行。然后,将结果按全局模式要求再经翻译器翻译成全局数据模式,与各场地的返回结果进行合并及处理,最后送至命令下达者。另一种结构与上一种类似,只是可用本地局部数据库语言访问网上分布式数据库。这时,需先经翻译器将这些访问命令送到相应场地,再经各场地翻译器译成相应数据库操作语言,并加以执行,执行结果也要经过两次翻译送给用户。

用传统的数据管理系统管理集成制造系统中各应用系统中大量、复杂的数据,存在许多问题。随着面向对象技术的发展,把面向对象的程序设计方法和数据库技术结合起来,建立面向对象的一体化数据库是解决集成制造系统中数据集成有效方法,是数据技术的发展方向。面向对象的一体化数据库与传统数据库最根本的区别是,在面向对象概念中,把数据和过程封装在一起,即把数据和对数据的操作捆在一起。在计算机处理初期,以算法为中心,即以程序为中心。

随着数据库的发展,逐渐变为以数据为中心。现在,通过面向对象的概念,把两者融合起来。它提供了表示管理程序和数据统一框架,允许以自然方法并结合数据抽象机制,在结构和行为上对复杂对象建立模型,从而可大幅度地提高管理效率,降低用户使用的复杂性,并为版本管理、动态模式修改等功能的实现创造了条件。

以上所述集成制造系统的组成是一般的通用模型,主要针对机械制造业。集成制造系统的概念最初也主要是针对机械制造业提出的。但是,正如前面已提到的,制造业是个广泛的概念,集成制造的思想和技术同样可以适用于机械制造业以外的各行各业。影响企业集成制造系统组成的主要因素是企业的产品特点、工艺特点、经营特点,以及企业所属行业、企业的规模和企业的经营管理体制。不同企业、不同行业的企业,其集成制造系统的组成是有差异的。按生产过程的连续性,可将制造业企业划分为三类。

(1) 离散制造业。包括各种机床、飞机、汽车和轮船等,它们的加工过程基本上是把原材料分割成离散的毛坯,经各种冷、热加工制成零件,最后装配成整机产品出厂。

(2) 连续制造业。包括各种化工厂、炼油厂和造纸厂等,它们长时间地连续进行生产。生产的产品、工艺流程和所用设备基本上是固定不变的,一般也称为流程工业。

(3) 混合制造业。或称为半连续半离散制造业,企业内兼有上述两种生产类型,即有些工序是连续的,有些工序是离散的,或者是分段连续的,如卷烟厂、轧钢厂和食品、药品等生产厂。企业生产的连续性不同、生产类型组织方式不同,集成制造系统的组成也会有所不同。一个企业实施集成制造,必须针对自己企业的实际情况,考虑集成制造系统的组成。对于流程行业如何实现集成制造的问题,国外提出计算机集成过程工程(Computer Integrated Process Engineering)和计算机集成过程系统(Computer Integrated Process System)的概念,更加全面地发展了集成制造的思想。针对流程行业的特点,其集成制造系统可选择分布式层次结构模式。一般来说,有5个层次。

(1) 控制层。进行现场数据的采集、处理和传递,包括基础自动化单元的控制、PID控制和分布式控制系统(DCS)。

(2) 监控层。进行数据集成、过程操作优化和生产安全监测、事故报警处理,包括先进过程控制(Advanced Process Control, APC),如解耦、预估和约束控制等。

(3) 调度层。制订生产计划和作业计划,进行生产调度、各装置间的协调和操作管理,以及对生产进行监视、处理异常状况。

(4) 管理层。进行经营管理、生产管理和人文管理。

(5) 决策层。确定投资策略、产品结构策略和市场销售策略,制定企业的长期发展规划和年度综合计划,对企业进行宏观调控。对于流程行业而言,集成制造系统可分为三大部分,即过程控制系统(Process Control System, PCS)、管理信息系统(MIS)和决策及支持系统(DSS)。

### 1.3.3 集成制造系统的实施

集成制造系统的设计和实施是复杂的系统工程,按照系统工程和软件工程的方法论,应当采用生命周期法进行系统设计和实施。集成制造系统的开发过程一般分为以下几个阶段:

- (1) 可行性论证。
- (2) 初步设计。
- (3) 详细设计。



## (4) 工程实施。

## (5) 系统运行与维护。

可行性论证的主要任务是,了解企业的战略目标及内外环境;确定集成制造系统的总体目标和主要功能;拟定集成的总体方案和实施的技术路线;从技术、经济和社会条件等方面论证技术方案的可行性;制订投资规划和开发计划;编写可行性论证报告。该阶段的主要工作内容是:了解企业的市场环境、经营目标和采取的策略;调查和分析企业当前的生产经营活动流程、信息流、生产设备及计算机资源情况、计算机应用情况、组织机构及人员状况;明确企业改造的需求,确定集成制造系统的目标及主要功能;拟定集成制造系统的集成方案和采取的技术路线;提出开发集成制造系统的关键技术和解决途径;明确集成制造系统对组织变化的需求及其可能造成的影响;拟定系统开发计划;进行投资概算及初步成本效益分析;编写可行性论证报告。

初步设计的主要任务是确定集成制造系统需要,建立目标系统的功能模型,确定信息模型的实体和联系,提出集成制造实施的主要技术方案。该阶段的主要工作内容是:系统需求分析;系统总体结构设计;系统的功能及技术性指标设计;确定信息模型的实体和联系;提出系统集成所需的内部、外部接口要求;提出采用的方法和技术路线;找出关键技术,提出解决方案;确定系统配置;确定详细设计任务及实施进度计划;规划集成制造环境下的组织机构;经费预算;技术经济效益分析;编制有关设计报告和文档。

详细设计的主要任务是对初步设计产生的系统方案进一步完善和细化,主要应完成数据库系统的概念设计、逻辑设计和物理结构设计,应用系统的软件结构、算法和代码编写说明及硬件施工安装设计。同时确定组织机构、人员配置和培训计划。该阶段的主要工作内容是:确定系统的详细需求,应用软件系统设计;数据库系统设计,系统资源设计,系统组织机构调整与确定,确定技术标准,拟定系统实施计划,编制投资预算及资金规划,编写详细设计报告。

工程实施的主要任务是将详细设计的内容进行物理实现,产生一个可运行的系统。主要完成数据库、网络及生产设备的安装调试;应用软件编码、安装及调试;组织机构落实,人员定岗。该阶段的主要工作内容是:数据库系统实施;应用系统实施;生产设备、计算机及网络资源实施;组织机构实施。

系统运行与维护的主要任务是对投入运行的集成制造系统进行调整和修改,改正正在开发阶段产生而在调试阶段又未发现的错误,并使系统适应外界环境的变化,实现功能的扩充和性能的改善。对系统的运行效果进行评价。该阶段的主要工作内容是:制定软硬系统操作规程、制定各类维护手册、培训系统维护人员及应用人员、系统运行状况记录、系统软件和应用软件维护、数据库和数据文件维护、硬件资源维护、机构和人员的调整、进行系统的评价。

对于复杂对象的研究,人们往往从建立模型开始。模型是实际对象或系统的抽象及简化表示,是抽取了对象的本质特征,忽略或简化了一些次要的非本质的因素后的对象表示。这种表示的形式,可以是数学公式,可以是缩小的物理装置,可以是图形表格,也可以是对某些特性或规则的文字叙述。对于集成制造系统这样复杂的对象,尽管也有人在研究如何用数学形式所建立的微分方程或差分方程来描述,但距离实用仍相差甚远,因此,可以这样来定义模型:如果表达形式 M 能回答对象 A 所要研究的各种问题,就可以认为 M 是 A 的模型。比较严格的数学定义是:模型是用一个系

统映射原来系统的主要特点的映射集合。对于一个复杂对象,想要用某一种表达形式表示出系统的所有方面是不可能的,所以,建模又往往是只针对某一研究方面而言,如功能模型、信息模型和决策模型等。基于这种认识,可以说,建模方法就是基于一定的研究目的,提出对研究对象的认识的表示法,以便在研究过程中有一种共同语言能进行分析研究和交流。

对于大型的复杂系统,结构化分析和设计技术 (Structured Analysis and Design Technology, SADT) 是一种应用很广泛的功能模型建模方法,经过美国空军在 20 世纪 70 年代末~80 年代初的集成计算机辅助制造 (ICAM) 研究项目中加以采用,并发展成为 IDEF 方法后,其使用和检验规则更加完整。IDEF 方法采用结构化分析方法建立图形模型,其基本图形是盒子,代表功能活动,用盒子相连的箭头代表功能活动关联的各种事物。其活动用动词或动宾词组表示,四周的箭头分别表示输入 (Input)、控制 (Control)、输出 (Output) 和机制 (Mechanism)。IDEF 方法目前已在国际和国内获得了广泛的应用。

20 世纪 90 年代以来,面向对象的建模方法越来越受到重视。面向对象的方法是一种围绕真实世界的概念来组织系统的全新思考问题的方式,通过系统的对象分解达到系统目的,而不是通过传统的功能分解或数据分解。面向对象方法总体上基于一个基本认定:系统由一系列对象构成,这些对象相互作用达到系统目标。对象将数据结构、行为、属性和操作等合并并在单一的实体中。对象是对象类的实例,类具有封装性和继承性。面向对象的方法具有标识唯一性、分类性、多态性和继承性。用面向对象的方法进行系统分析与设计,始终贯穿着三种模型:对象模型、动态模型和功能模型,其中对象模型是最基本、最重要的模型。对象模型通过描述系统中的对象、对象之间的关系、标识类中的对象属性和操作来组织系统的静态结构。集成制造系统的实施涉及企业建模问题,用面向对象的方法建立企业模型,把企业看作是一个对象,企业对象 (Enterprise Object) 被定义为一个建模实体,描述一个一般化的、真实的或抽象的、唯一标识的制造企业真实世界的现象,企业对象可被概念化或被想象成一个整体。企业对象的构造实例,其特征由它们唯一标识及描述的特性所决定。基于这个观点,对象管理集团 (OMG) 给出了一个高层的制造企业模型。可用企业的功能、资源、过程、产品、数据要求和约束条件来定义一个企业。在制造业企业中,该模型定义一组特定企业过程,用这些过程来设计、计划和生产,并营销企业的产品。制造业企业模型是一种一般的描述,图 5.4-10 给出用一种与产品无关的方式所表示的一个制造业企业模型。

图中用到的形式体系是结构化分析和设计技术 (SADT) 或 IDEF 方法:原材料从左边输入,产品从右边输出;资源从框图的下方进入,而控制,即规则、约束条件等等,来自框图的上方。在制造框内画出一组产品开发的螺旋线模型,表示典型的市场营销、产品设计、生产计划、生产作业、产品分配、物流管理以及产品支持等各种过程。业务管理和质量管理则作为企业的功能支持上述各种过程。

集成制造系统的实施,因其周期长、费用高、风险大、结构复杂、涉及面广,以及涉及大量人力的投入,需要进行项目管理。项目管理的一般性定义是:在规定的时限和投资强度下,为使被实施的项目达到规定的性能指标而对有限的资源进行管理、分配,对项目实行计划、调度、监视和控制。项目管理对集成制造系统实施的成败有重要影响。项目

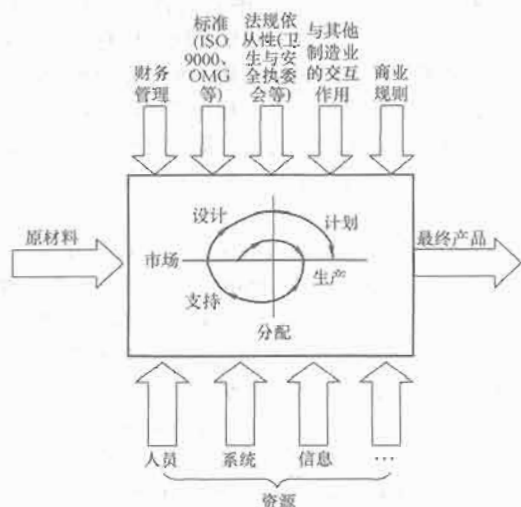


图 5.4-10 制造业企业模型

管理的主要内容有项目计划、项目组织、项目调度、项目资源分配和项目监控等。项目计划是为了达到预期目标而制定的一系列办法、措施和行动步骤，其作用是减少不确定因素，理清项目目标，提供评价项目进展情况的基础，建立行动的指南和标准，确定工作人员的职责。项目调度是项目管理过程中的一项主要内容。它根据项目交付日期和资源情况，对各子项目活动做出时间上的安排，并对其进行动态调度。项目资源分配一般包括对人力、物力和财力的分配，根据所制订的资源分配计划，把现有的和将有的资源合理地分配到各子项目的活动中去，从资源上保证项目的正常实施。项目监控的目标是减小项目实施过程中出现的项目实际进展与项目规划之间的差距，当出现偏差并超过限定时，能及时发现、及时修正。项目监控的主要操作是项目检测与监视、项目误差评判和项目控制。监控的内容是进度、成本和质量。项目组织是项目在组织上的保障，其任务是在项目人员之间建立组织管理上的联系，赋予项目人员明确的责任，使项目实施得以正常进行。

集成制造的概念已经有 20 多年的历史了，实施集成制造的企业，有的确实取得了巨大成就，但更多的企业却不甚理想。如何来评价集成制造系统，已经成为重要课题。然而，由于这一问题的复杂性，到目前为止尚未找到适用于多数企业的、为大家普遍接受的评价方法。集成制造的目的是使企业取得整体优化的结果，提高企业的竞争能力和对市场变化的应变能力。而这一点是最难做到的，同时也是最难评判的。因为企业竞争能力的提高，很难用具体的数量去衡量，不可计量的效益通常起着主要作用。在最近的评价体系中，人们普遍认为，在国际市场竞争中，最重要的因素是时间 (T)、质量 (Q)、成本 (C) 和服务 (S)。因此衡量一个企业的市场竞争能力，便可以用 T、Q、C 和 S 作为量测的指标。其中，新产品的上市时间往往被看成最关键的因素，上市时间的计算要从新产品的思想或者某种市场机遇一出现算起，直到新产品投放市场为止。质量是市场竞争中又一个关键因素。传统的产品质量诸如功能正确、性能良好、运行可靠及经久耐用等可以看作是基本标准。但由于当前技术的高度发展，在发达国家，一般来说硬件质量已经是不需要太多顾虑的问题了。现在所强调的质量准则是“顾客满意”，这是质量概念的一个新的境界。成本的计算也是评价中不易解决的问题。一般来说，实施集成制造、引进新技术需要较大的投资，但对产品直接成本的影响并不明显。况且

产品成本又与产品质量有一定关联，有时产品质量的提高是以成本的增加为代价的。常用的办法是将质量和成本综合考虑，进行所谓“基准检查” (Benchmarking)，就是把同行业中做得最好的当作基准，与之相比较，邀请一些专家和用户对自己企业的产品打分。最后，服务水平的评价更是一件难于处理的问题。一般以企业能否热情耐心地接待客户、能否按时完成订单和发货、能否长期负责维护保修、能否方便地为用户提供备件等等作为基准，进行相对水平的评分。对企业 T、Q、C 和 S 的综合评价过程一般是按企业选定的计算方法对实施集成制造前后的 T、Q、C 和 S 进行比较。并将 4 因素量化的计算结果相叠加，与相应的投资相比较。总之，实施集成制造是一件高效益、高投入和高风险的事情，评价的重要性不容忽视，然而如何正确评价又是个很难的任务。我们必须在集成制造的实践中，不断研究、改进和完善我们的评价体系和评价方法。

#### 1.4 控制系统和通信结构

FMS 的控制与管理系统的实质上是实现 FMS 加工过程、物料流动过程的控制、协调、调度、监测和管理的信息流系统。它由计算机、工业控制机、可编程序控制器、通信网络、数据库和相应的控制与管理软件等组成，它是 FMS 的神经中枢和命脉，也是各子系统之间的联系纽带。

##### 1.4.1 控制与管理系统的基本功能及数据模型

(1) 数据分配功能。向 FMS 内的各种设备发送数据、加工工艺流程、工时标准、生产调度计划、数控加工程序、设备控制程序和工件检验程序等。

(2) 控制与协调功能。控制系统内各设备的运行并协调各设备间的各种活动，使物料分配与输送能及时满足加工设备对被加工工件的需求，工件加工质量满足设计要求。

(3) 决策与优化功能。根据当前生产任务和系统内的资源状况，决策生产方案，优化资源分配，使各设备达到最佳使用状态，保证任务的按时、按质完成和以最小的投入获得最大的利润。

(4) 操作支持功能。通过系统的人机交互界面，使操作者对系统进行操作、监视、控制和数据输入，在系统发生故障后使系统可通过人工介入而实现再起和继续运行。

为了实现这些功能，FMS 必须使它的各子系统之间的信息有效合理地流动，所谓信息的流动，实质上就是数据的流动。FMS 中共有三种不同类型的数据：基本数据、控制数据和状态数据。

1) 基本数据。包括 FMS 有关配置的原始参数和物料的基本数据，如加工设备的类型、编号、规格、能力及数量；刀夹具的几何尺寸、类型、耐用度、精度和相互匹配的对象等。这些数据是在构建 FMS 时建立的，并随着 FMS 的使用和扩展而不断修改和补充。

2) 控制数据。包括有关 FMS 的加工任务和有关工艺数据，如加工对象、批量和期限等组织控制数据；工艺规程、使用机床、刀具、夹具、量具、工件安装、精度信息及设备控制程序等工艺控制数据。这些数据是运行 FMS 时建立的。

3) 状态数据。包括 FMS 的资源利用与系统工作状态数据，如加工设备和储运设备的运行时间、停机时间、故障记录、刀夹具使用状态、刀夹具的地址、刀具使用时间和磨破磨损状况等设备状态数据；毛坯与在制工件的工位、加工时间、存放时间、输送时间以及成品数、废品数等工况统计数据。这些数据主要是在 FMS 的运行过程中采集的。

在 FMS 的运行过程中，上述数据主要以三种形式相互

联系,即数据联系、决策联系和组织联系。

1) 数据联系。当不同功能模块或不同任务需要同一种数据或者有相同的数据关系时,产生数据联系。如编制作业计划、制定工艺规程及安装工件时,都需要基本数据。这就需要把各种必需的数据文件存放在一个相关的数据库中,通过计算机网络实现数据资源的共享,并保证各功能模块能及时迅速地交换信息。

2) 决策联系。当各功能模块对各自问题的决策相互有影响时,产生决策联系。如工件路径与混流批量等生产过程优化就不仅是一种数据联系,更重要的是逻辑和智能的联系。通常借助于仿真模块来实现这种联系。

3) 组织联系。FMS在运行过程中,需要具有实时动态性和灵活性的组织联系来实现不同时间、不同地点各设备动作和物料流动的协调,这种联系是在FMS的递阶结构的基础上,通过动态协调和实时调度等功能模块来实现的。

从信息集成的观点来说,FMS就是在计算机的管理下,通过数据联系、决策联系和组织联系,把制造过程的信息流连成一个有反馈信息的调节回路,从而实现自动控制过程的优化。FMS控制与管理系统的信息流程如图5.4-11所示。

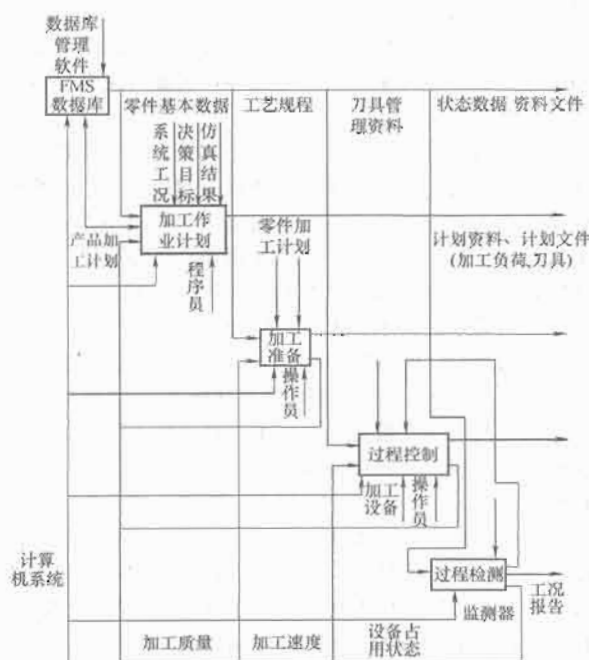


图 5.4-11 FMS 的控制和管理过程

#### 1.4.2 FMS 的控制结构与功能子系统

FMS是一个复杂的制造系统,通常采用递阶控制的方式,即通过对系统的控制功能进行正确、合理地分解,划分成若干层次,各层次分别进行独立处理,完成各自的功能,层与层之间在网络和数据库的支持下,保持信息交换,上层向下层发送命令,下层向上层回送命令的执行结果。通过信息联系构成完整的系统,以减少全局控制的难度和控制软件开发的难度。FMS的递阶控制结构一般采用三层。FMS在CIMS中相当于5层递阶控制结构CIMS参考模型的底三层,如图5.4-12所示。

第一层,系统管理与控制层。这是FMS的系统控制层,相当于CIMS中的单元级,它按上级下达的计划制定系统内的作业计划,实时分配作业任务到各工作站、点,监控作业任务的执行状况,协调各部门与FMS的工作及相互支援等。

第二层,过程协调与监控层。它相当于CIMS中的工作站级控制,主要协调工件在系统中的流动,完成各设备间的

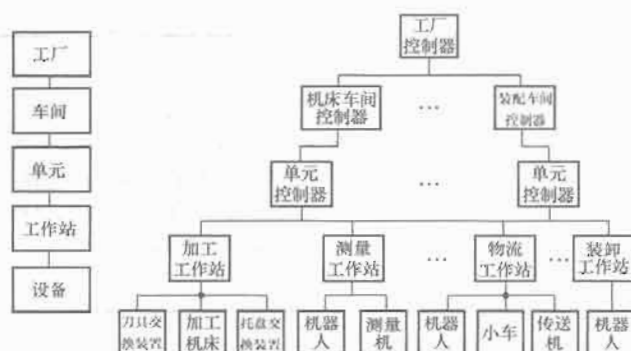


图 5.4-12 FMS 的递阶控制结构

交接和系统运行状态的监视与控制、加工程序的分配以及工况和设备运行数据的采集与向上级控制器的报告等。现场操作人员主要通过该层界面实现整个系统的实时运控与现场调度。

第三层,设备控制层。它等同于CIMS中的设备级控制,由加工设备、上下料设备、储运设备的CNC装置和PLC组成。其基本功能是按照上级控制器下达的命令和要求,控制各类设备的运行,完成相应的作业,并把执行情况反馈给上级控制器。在上述各层中,从上层到下层数据量逐级减少,而数据传送的时间逐级加快。

在实际应用中,FMS控制结构体系可根据企业在自动化技术更新方面的发展规划和系统目标而增减层次。如采用:①工作站控制级——设备控制级的两级结构。②单元控制级——工作站控制级——设备控制级的三级结构。③车间控制级——单元控制级——工作站控制级——设备控制级的四级结构。

除上述的递阶控制结构外,为经济、合理地实现这些复杂的控制与管理功能,并保证系统建成后能方便地修改和扩展,控制与管理系统的开发与开发还普遍采用功能结构模块化方法。这些功能模块可以是建立在递阶控制结构中的某一层,也可以是跨层构建的。常见功能模块(也称功能子系统)如表5.4-1所示。当然这些功能模块并非相互完全独立,而是相对独立、相互关联的。

表 5.4-1 功能子系统

名称	功能	工作内容
生产管理模块	生产调度作业优化,运行仿真	制造日程计划,制造资源分配,生产作业管理,产值利润管理,设备运行程序仿真,物料交换过程仿真,物料(刀具、托盘等)需求仿真,动态调度仿真,生产日程仿真
运行控制模块	物料流动控制与协调,设备运行控制与协调	系统启停控制,现场调度,设备运行程序的分配与传送,加工控制与协调,检测控制与协调,清洗控制与协调,装配控制与协调,物料存储控制与协调,物料输送控制与协调,物料交换控制与协调,故障维修与恢复
数据管理模块	物料数据管理,基本数据管理,工艺数据管理,资源维护管理	毛坯在库管理,成品在库管理,在制品在位管理,设备运行程序管理,刀具预调与刀具补偿管理,工件坐标管理,设备与刀夹量辅具基本参数管理,设备与刀夹量辅具使用时间管理,设备与刀夹量辅具精度管理,故障历程管理,设备日常保养管理,系统耗材管理



续表

名称	功能	工作内容
质量 保证 模块	质量监 控, 物料 识别, 故 障诊断质 量管理	系统运行状态监控, 设备生产状态监控, 系统运行环境监控, 设备与工具使用时间监控, 物料识别与跟踪, 物料中转时间监控, 故障诊断和处理监视, 检验指标与检验程序, 生产质量在线检验控制, 检验结果判定, 质量分析与统计

### 1.4.3 柔性制造系统实施步骤

#### 1.4.3.1 FMS 的引进计划

通常研制和开发 FMS 多以用户 (使用厂家) 的“FMS 设备计划书”为基础, 根据用户的加工对象、加工技术与技巧、生产能力和生产计划等, 由用户与供应商或制造厂家 (大多为设计、制造 FMS 有丰富经验和大量实绩的机床厂) 的工程技术人员一起共同承担与实施。值得一提的是, FMS 是一种制造工具, 因此, 在制定 FMS 设备计划时, 为了解决系统中的加工方法、加工精度、工装夹具及新品种高效切削刀具的应用等问题, 必须事先进行各种试加工实验。在此基础上, 再决定系统的控制方法、自动化程度以及柔性 and 规模。FMS 的引进计划, 一般按如图 5.4-13 所示的顺序进行。

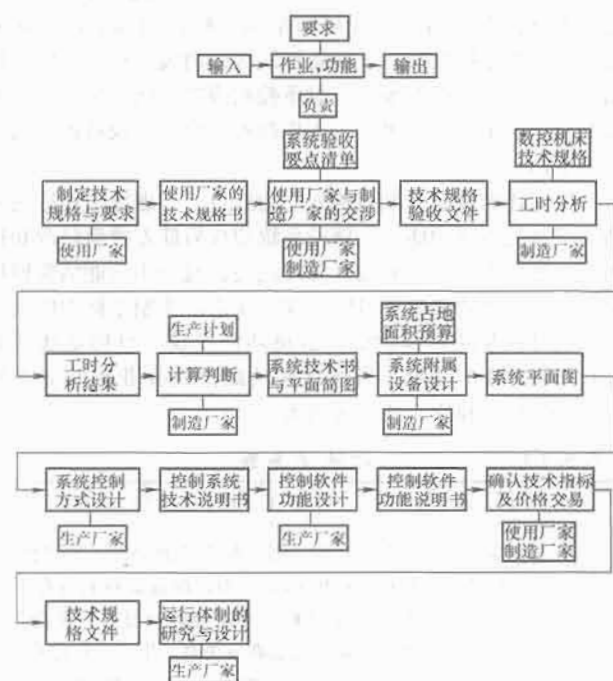


图 5.4-13 制定 FMS 引进计划的步骤

#### 1.4.3.2 实施 FMS 过程中应注意的问题

##### (1) 实施 FMS 的基本原则。

- 1) 应与企业的经营计划和发展方向挂钩, 做到目标明确、资金落实。
- 2) 具体地、仔细地分析企业的技术力量和需求, 做到技术落实。
- 3) 分析引进设备后对生产管理方面的影响, 做到组织落实。
- 4) 制订与设备引进相关的人才培训计划, 做到人员落实。

(2) 加工对象的选择与分析。实施 FMS 时首先应选择适当的加工对象, 决定加工内容、工件种类、工件形状、工

件材料、工件批量与批量的变化幅度及生产量与生产量的变化幅度。选择 FMS 的加工对象时应考虑如下因素:

- 1) 多品种、中小批量或形状类似的工件 (降低成本)。
- 2) 总附加价值高的工件 (提高质量、缩短交货期或有可观的利润)。
- 3) 被切削性好、切屑处理容易或加工任务稳定的工件 (易于无人值守自动加工)。
- 4) 加工部位的形状和切削条件稳定的工件 (易于数控加工)。
- 5) 加工工序可大幅度集约的工件 (缩短产品开发、研制周期, 适合数控加工)。

(3) 实施方法。实施方法可采用外购、用户与制造厂家共同研制开发和用户自行开发三种方式。不管采用哪一种方式, 应首先考虑用户现有设备、固有技术和特长的应用与发展。

(4) 设备投资费用的试算。FMS 投资费较高, 这对于很多企业都是一个不小的负担, 引进是否适当, 将很大程度地左右企业的效益。为此, 在技术上选用适合于用户的最佳系统的同时, 还须在经济上对系统设备投资进行核算, 筛选出对企业经营最合适的系统。

(5) 系统的扩展性。由于很多不可预测的因素, 如生产计划的变动、加工对象种类的增加等, 实施时应充分考虑系统的可扩展性。

(6) 自动化程度。考虑加工工件的种类、数量和加工内容等技术方面的问题和在保证经济效益的前提下, 判断哪些作业使用人工, 哪些作业实现自动化, 然后选用相应的数控机床、输送装置、装卸装置、缓冲装置、存储装置、计算机及网络数据库等系统构成要素和系统构成方案。

(7) 明确系统技术要求。总结和整理项 (1) ~ (6) 各阶段得出的结论, 明确技术要求并让系统设计、制造厂家提交相应的技术文本, 如“FMS 技术规格书”、“自动化系统技术规格说明书”、“搬运系统技术规格说明书”、“加工中心验收明细表”和“软件功能及使用说明书”等。

#### 1.4.3.3 FMS 的运行

有些企业在实施了 FMS 后, 系统运行并不像当初预计的那样理想。实际上任何一个性能优良的系统, 事先不做充分的准备都不可能良好地运转。对于 FMS 这样的庞大系统, 验收和试运行前必须为系统的良好运行做早期准备, 验收后试运行期间, 也必须在使用技术上做深入的探讨。

##### (1) 准备阶段。

1) 设备安装与系统调试的准备, 如地基、电源、气源和测试仪器等。

2) 工件毛坯的准备。很多用户疏忽了这一点, 工件毛坯必须满足 FMS 的要求, 如尺寸的一致性、材质的均匀性和可切削性等。

3) 工装夹具的准备。为了保证工件的加工精度和加工精度的稳定性, 应采用通用化、标准化、简单化的工装夹具, 使任何现场操作人员都能快速地达到和重现安装精度, 同时在构造上还应满足排屑容易的要求。

4) 刀具的准备。提高加工工艺的标准化程度, 最大限度地减少刀具使用数量, 实施刀具的固定化组合, 充分利用刀具的特性, 采取措施延长刀具的使用寿命等。这是因为加工质量、生产效率等很大程度上取决于刀具。

5) 数控加工程序的准备。加工机械的运行正常与否、试切削调试顺利与否以及数控加工程序是至关重要的, 所以应使数控加工程序的组合标准化、模式化。



6) 系统操作实习。设备到位之前,应派有关人员前往 FMS 制造工厂实习,使之熟悉系统的操作和维修。

(2) 系统调试与运行初期。

1) 严格把关,反复测试,确保系统及系统中所有设备的软、硬件性能均满足设计要求。

2) 在系统运行初期,各种不合适、不稳定因素往往较多,应仔细观察,认真分析,找出系统的各种(包括许多微小的)异常现象和原因,并采取必要的改进措施,提高系统的稳定性和完成度。

3) 制定相应的管理制度和使用规程,如岗位责任制度、日常检查与维护作业规程、工件装卸作业规程和刀具明细表(刀具名、刀具号、刀具补偿号及刀具补偿量的管理表)等,以强化操作人员的责任心,方便管理,防止事故。

4) 总结经验,探求系统的最佳使用方法,提高系统应用的技术水平。

## 2 计算机辅助设计

### 2.1 概述

工程设计的内容可分为两类:一类是数值计算型的工作,包括大量的计算、分析、绘图、编写说明书和填写各种表格;另一类是基于符号性知识模型和符号处理的推理型工作,主要是方案设计工作,例如初始方案的拟定、最优方案的选择、结构设计和工艺方案的规划等。方案设计是一种创造性的工作,设计者要综合运用许多学科的专门知识和丰富的实践经验,经过分析推理、运筹决策和综合评价,才能创造出与众不同的、满足设计要求的设计方案。传统 CAD 技术的应用主要集中在数值计算型工作和图形绘制上,对于符号推理型的工作则进行得很少,后者则是 CAD 技术发展的方向——智能 CAD (Intelligent CAD, ICAD)。

智能 CAD 系统具有传统 CAD 系统的全部功能,同时引入人工智能 (Artificial Intelligence, AI) 技术,使计算机能够参与方案决策、结构设计、性能分析和图形处理等设计的全过程。目前智能 CAD 系统主要体现为 CAD 专家系统 (Expert System, ES)。

智能 CAD 系统是将人工智能原理和 CAD 技术用于工程设计的程序系统,它拥有丰富的机构设计公有知识和设计数据资料,同时拥有众多领域专家的个人经验知识。在设计时,能够模仿领域专家进行创造性设计,并具有自学习功能,能不断地总结成功经验,不断地吸取领域专家的知识,来补充自己的知识,以提高自己的创造性能力。智能 CAD 系统应具有以下三个功能。

(1) 该系统能智能地支持设计者,即在知识库的支持下,系统具有搜索、推理决策的能力,包括理解设计者的意图、设计条件和约束,提出各种可行的设计方案及结构,能正确解释设计者提出的问题,查找并改正设计错误。这就要求系统具有一个内容丰富的知识库和一个进行理解推理和决策的模块。

(2) 系统具备相应的设计资料数据库和计算分析程序库,还应有图形支撑系统和文件产生系统。

(3) 系统具有自学习能力,即能够不断地总结经验,自动地从知识库将过时的、不合理的知识删除掉,并能不断地吸收新的知识。这就要求系统的知识库具有开放性和灵活性。一个典型的智能 CAD 系统的组成如图 5.4-14 所示。

由图可知,一个智能 CAD 系统由以下几个部分组成:

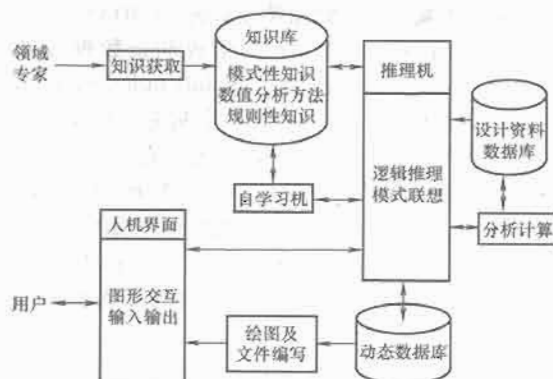


图 5.4-14 智能 CAD 系统组成

1) 知识获取部分,用来获取来自领域专家的知识。

2) 知识库,用来存放各种知识,在工作时与推理机交换信息。

3) 自学习机,在推理过程中进行学习,将得到的新知识不断充实知识库,并删除知识库中的过时知识。

4) 人机界面,是用户与系统的接口。

5) 绘图及文件编写部分,从中间数据库获取结果数据,采用交互或自动化的方式产生图样和设计文件。

6) 动态数据库,存放推理过程的中间结果、用户输入信息及最终结果。

7) 推理机是整个系统的核心,其任务是将输入要求与知识库相匹配,触发适用的规划,使有关结论得到执行。推理机要对各组成部分实现控制,解决各结论之间的矛盾,对设计结果进行评价和决策,最后得到最佳设计结果。

8) 分析计算部分,利用各种程序进行计算和分析,给推理机提供定量的评价和决策数据。

9) 设计资料数据库,存放大量的设计标准和参考资料,用来支持分析计算、评价及决策过程。

### 2.2 数据库技术

工程数据库系统 (EDBS) 是一种满足工程应用系统 (CAD、CAD/CAM 和 CIMS) 支撑环境需求的数据库系统。根据其所支撑的系统不同来划分,有 CAD 工程数据库系统、CAD/CAM 工程数据库系统和 CIMS 工程数据库系统。通常将支持 CAD/CAM 集成和 CIMS 的工程数据库系统称为集成工程数据库系统。一种工程数据库系统主要包括工程数据库、工程数据库管理系统。

工程数据库 (EDB) 存储了工程应用系统所需要的大量的格式化和非格式化数据,主要有以下几个部分:

(1) 产品图形、图像数据,包括产品和零部件的各种图形和图像 (二维、三维图形)。

(2) 产品文字数据,包括产品与零部件的各种文字信息 (如零件的材料、公差配合等) 以及产品的结构信息等 (如产品和部件的组成以及其装配关系等)。

(3) 设计制造所需参数和设计分析数据 (如设计标准、设备数据和材料数据等)。

(4) 加工工艺数据 (如加工设备、加工工艺规程、加工工序和加工的数控代码等)。

工程数据库管理系统 (EDBMS) 存储了管理工程数据库中的数据,提供生成、检索及修改工程数据库中数据的操作,以及对用户的设计事物进行处理,实行规定的设计约束。工程数据库管理系统需要提供程序设计接口,供工程应用软件或其他软件调用。

### 2.2.1 IMDAS 集成制造数据管理系统 (IMDAS)

美国国家标准局 (NBS) 的集成制造数据管理系统 (Integrated Manufacturing Data Administration System, IMDAS) 的主要目标是为了实现在一个制造环境中的信息集成。IMDAS 目前尚处于理论阶段, 还不是一个产品。这个系统采用了一种三模式信息结构体系 (Three-Schema Information Architecture), 即它提供三类数据库视图 (View)。

(1) 若干个全局外部视图 (Global External View)。这类视图定义为: 像一个单用户所看到的集成数据库的一部分。

(2) 一个全局概念视图 (Global Conceptual View)。它是一个集成数据库, 由管理 CIMS 所要求的所有工厂数据组成。

(3) 若干个分段视图 (Fragmented View)。它代表物理上分布存储区 (Partitionary), 或者是子系统引用的概念对象的复制。每个分段视图代表驻留于一个子系统内的数据对象。

其工作原理可以用下例来说明: 在一个车间中为了控制产品质量、减少废品, 需要定时地报告报废的零件数字。假定这个零件经过三个加工单元加工, 并与三项数据有关。一般情况下, 为了取得这种数据需要三次查询, 然后将查询结果集中, 重新格式化, 经汇编后交付质量管理员。这个过程在 IMDAS 中对用户都是隐蔽的, 即在外视图直接查询。也就是说, 用户不需要知道各项数据的复杂的内部信息存取机理以及可共享性。这种结构体系比二模式具有更多的优点, 如可以明显地增加系统的可配置性, 减少用“自然”格式传递和接收数据时的前后处理。

### 2.2.2 基于特征的智能数据库系统概念框架

这个框架是由美国 Rensselaer 多技术研究所 C. Hsu 等人提出的。它与流行的“接口”和“超级数据库管理系统”在原理上完全不同。其核心是一个位于设备层的元数据库 (Metadatabase, 以下称元 DB)。元 DB 以特征作为建模单元, 从而简化了各种制造实体之间共享的信息。也就是说, 借助元 DB 的特征, 提供了一种基本信息源 (Basic Information Root), 从而使统计、设计、生产和市场活动中所需的数据发生关系。因此, 这个系统必须以基于特征的建模为基础。

元 DB 可看成在线仓库。它服务于正在运行的智能监控程序和为了取得实时信息而访问系统中数据流的管理。

图 5.4-15 为这个系统的概念框架。

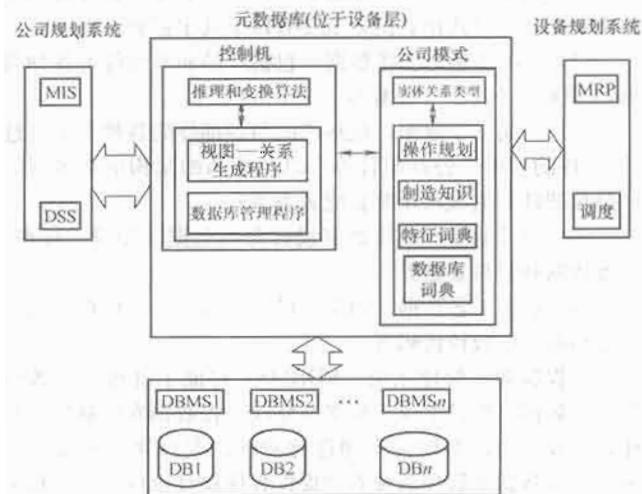


图 5.4-15 智能数据库系统概念框架

元 DB 由公司模式 (Enterprise Schema) 和控制机 (Control Engine) 组成。公司模式包括: 一个概念上统一的分类目录, 从这个目录上可以看出为所有子系统安排的模式, 即制造知识和操作规则、特征和数据库词典。特征是将数据和知识以及不同制造实体集成在一起的工具。

控制机包括推理 (Inference)、交换 (Mapping) 和公司模式中隐含的视图的生成算法。

CAD/CAM 数据库包括商用数据库和 CAD、CAM 数据库。每个数据库都由一个单独的数据库管理系统 (DBMS) 管理, 因而形成一个独立的子系统。这些子系统将由原来用户组 (即工程设计部门等) 单独地运行和维护, 但其状态和控制过程由元 DB 监视。从这些子系统来的信息由元 DB 自动地将其转换成其他子系统 (如商业 DB) 所需的格式。这种转换由预先决定的元 DB 操作规则和存储在元 DB 中的制造知识来完成。

这个系统与其他系统的不同之处是材料需求规则 (MRP)、车间调度以及公司规划 (MIS、DDS) 都作为数据库系统的用户。它们通过元 DB 向子系统查询。这种结构的好处是不需要一个公共接口——用于所有用户的数据库语言。也就是说, 不要求子系统隐藏到元 DB 的后面。

为了实现这种系统还需要做很多工作, 如建立基于特征的建模框架, 利用实体—关系类方法把特征集成到数据模型中去。另外, 面向对象的编程、基于框架 (Frame) 的知识表达技术都将用来完成这个任务。

由于 EDBMS 的任务除完成包括图形数据在内的数据操作和管理外, 实现信息语义的自动转换也是其重要任务之一。大多数 EDBMS 都没有考虑这项功能, 而这个系统将能较好地解决这个问题。

### 2.2.3 TORNADO 系统

TORNADO 是挪威工业中心研究所在小型计算机 NORD 10 上为 CAD/CAM 集成系统 AUTOKON 研制的一种网状模型 CAD/CAM 工程数据库系统。目前, 在挪威、丹麦、瑞典、芬兰、英国、美国 and 德国已有许多台计算机配有这种数据库系统。它能够处理比较复杂的几何数据结构, 如雕塑曲面数据结构。TORNADO 用 Fortran IV 编程, 约有 12 000 个程序行。整个数据库包括一个数据库初始化程序、一个数据库管理系统 (有 66 个处理子程序) 与一个交互式服务系统。其结构体系如图 5.4-16 所示。

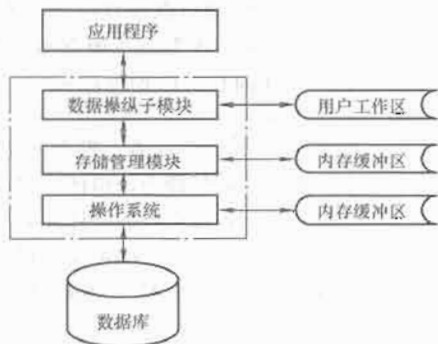


图 5.4-16 TORNADO 系统结构示意图

其主要特点如下:

(1) 可变长实体。是一个实体类数据项描述实例的逻辑组合。它由数据头 (Header)、名字、数据类型和 7 个存储不同的数据类型数据的数据区等 10 项数据组成。数据头中包括了每个数据区的长度、产生数据 (Data Created) 的子程序、实体类型和指向数据结构的指针。

(2) 7种数据类型。即整、实、字符、双整、双实、复数和逻辑数据类型。

(3) 按实体名字存取。每个实体有一个唯一的名字。一类实体的名字长度相同,并有一个实体名表。表中记录了所有实体的名称和实体地址指针。通过此表可以用散列(Hashing)法查询和存取。

(4) 能处理各种实体之间的关系。实体之间的单环、双环、一对多关系及一类实体之间的多对多关系,也包括这些关系的各种组合关系的管理,比标准的网状数据库功能还强。

(5) 动态长度记录。系统在内存和内存缓冲区中的存储格式为动态长度记录,但在外存中是等长页存储方式,即存储管理模块(SAM)利用一般文件系统(EASYBAS)进行这种内外存之间的转换。而数据管理模块则在动态长度记录上工作。

#### 2.2.4 ARDBID 系统

ARDBID系统是印度科学院自动化学院研制的、用于交互式设计的EDBMS,用Pascal语言编写。在配有DEC VT-11的图形终端的DEC 1090计算机上运行,系统结构框图如图5.4-17所示。

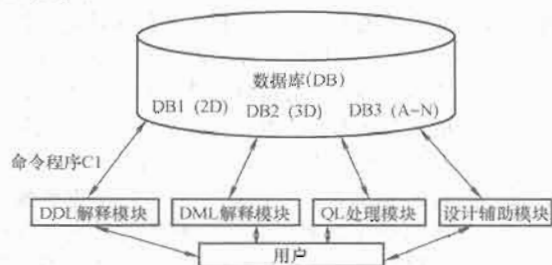


图 5.4-17 ARDBID 系统结构框图

由图5.4-17可以看出,ARDBID系统主要由4个核心模块、一个人机接口和一个包括三类数据的数据库系统组成。

4个核心模块是:数据描述语言DDL解释模块DDI、数据操纵语言DML解释模块DMI、查询语言QL处理模块QH和设计辅助模块DA。DDI模块的主要功能是解释用户的DDL语句,产生与这个语句描述相一致的实体关系,并将关系存到数据库中。DMI模块解释用户的DML语句,并根据语句要求完成对数据库中某些数据的编辑、复制和删除操作。DDI和DMI模块的功能结构如图5.4-18所示。QH模块处理一些比较简单的无需计算的查询,如查询一个零件的体积是多少。DA模块有两类功能:①处理比较复杂和需要计算才能确定的查询,如查询一个零件的体积是多少。②利用接入的优化和应用无关的专用子程序辅助优化和结构化设计。

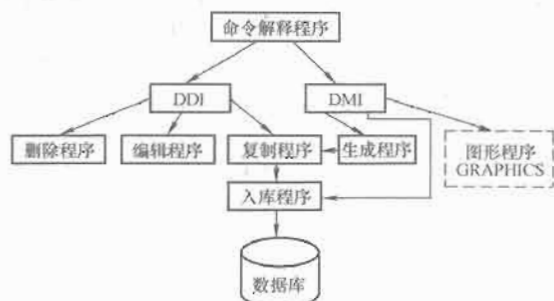


图 5.4-18 ARDBID 中 DDI 和 DMI 的功能结构

人机接口是一个各类命令解释执行模块CI,它包括在4

个核心模块的外面,CI实际上就是数据库管理系统(DBMS)。设计人员通过它与4个核心模块通信,并在任务完成后返回CI等待新的任务输入。

数据库系统中包括三类数据:2D图形数据、3D图形数据和字母—数字型非图形数据。各类数据均用关系表存放在数据库中。如一个2D图形,可用点关系表、线关系表和面关系表存储,相当于线框模型中的三表结构。对于3D图形只需再加上一个体关系表。由此可见,ARDBID系统是典型的关系型数据库管理系统。与其他EDBMS相比,具有简单、灵活、独立性强及理论严密等一系列优点。最近几年,大多数CAD/CAM数据库系统都采用这种关系型数据结构。

#### 2.2.5 MLDB 系统

MLDB系统是日本NIPPON公司研制的一种面向CAD/CAM集成的多级数据库(Multi-Layer Data Base)管理系统。其主要特点是动态数据模型。所谓动态数据模型也就是自描述数据模型,它是关系模型的扩展。MLDB系统的另一个特点是多级(即分布式)数据库管理功能。下面按照这两方面加以介绍。

(1) 多级数据库管理。MLDB系统在逻辑上和物理上部分成为全局数据库(或中心数据库)和局部数据库二级(参见图5.4-19),全局数据库是一个永久性数据库,存储CAD/CAM中的通用数据,如公用数据、图形数据、产品零件数据、材料数据、国际标准和国家标准和公司企业标准数据等。局部数据库是一种临时性数据库。二者的关系用产品设计为例加以说明。在一个产品设计过程中,设计者首先初始化它的局部数据库,然后根据要求从全局数据库中取出有关数据并存入局部数据库内,以便设计者对各次设计结果进行评价。一旦设计完成,这些数据将不再保留。但在数据库清零之前,要将其中的数据压缩整理,然后送至中心数据库中保存,以备下次设计或其他应用系统能利用这些设计结果。整个系统结构如图5.4-19所示。

(2) 动态数据模型。一般关系型数据模型是静态的。虽然用户可以通过概念模式预先定义实体之间关系,也可以通过已有的关系推导新的关系,但是它不能保存这些新关系。因此,关系型数据库模型不能适应CAD/CAM集成中的试探性设计工作。MLDB系统对这种关系型数据模型进行了扩充,提供了允许用户动态地建立数据结构的能力。

这就是动态数据模型,其主要特点如下:

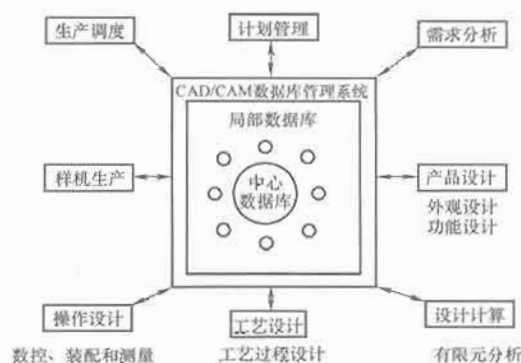


图 5.4-19 ARDBID 的多级数据库结构示意图

(1) 多种基元实体(Metaentity)。系统中包括了4种实体:库实体、谓词实体、语义实体和完整性约束实体。库实体表示一种内实体结构,后面三种实体与语义有关。如一个立方体可以用每个立方体有6个面,每个面均为正方形,每条边等长等语义信息来保证数据的完整性并符合用户要求。



谓词实体由实体名和操作命令(即谓词)组成。如UNION; CUBE-1、CUBE-2就是将立方体1和2作“并”操作。这些实体都可以由用户通过系统提示的自描述语言 SPL 来使用。

(2) 用堆栈机控制实体的动态结构在局部数据库中设置了二个“先进后出”堆栈(堆栈箱, Stackbox): 实体栈和处理栈。如二个立方体相“并”之后所生成的组合体在局部数据库中的数据结构如图 5.4-20 所示。由图中可见, 新的结构(立方体一并的结构)和老的结构(立方体的结构)之间的联系被保留下来, 也就是说, 实现了数据结构的动态化。

由于以上特点, ARDBID 系统具有以下功能: ①由用户定义动态数据结构; ②多层意义上的人机交互; ③设计历史的保留功能; ④由用户定义数据语义功能。

一般认为这种分布式(即分级式)数据库管理方法是解决工程数据量大、实时性强的较好途径。

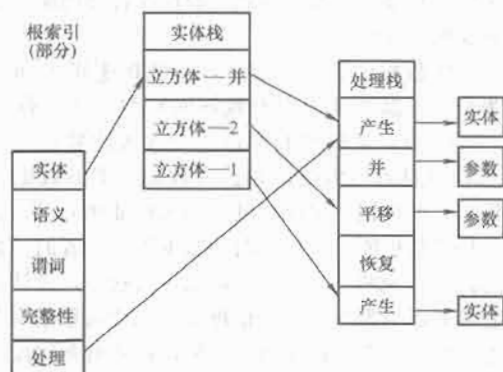


图 5.4-20 堆栈箱举例

### 2.2.6 IPIP

这是美国波音公司在 EMIS 计划中研制的工程数据库系统。该系统的数据模型采用关系—网状混合型, 其中关系模型是在网状模型的基础上通过定义外部码(Foreign Key)来实现的。它的数据操纵语言(DML)嵌入了类似于 SQL 方式, 可以一次操纵多个实体。IPIP 的特点是:

(1) 不仅支持逻辑模式、内部模式的定义, 还增加了一种新的映射模式。它用在逻辑模式与逻辑模式之间、逻辑模式与内部模式之间, 定义一种树状映射模式。利用这种映射模式可以实现异种数据库之间的模式转换。

(2) 逻辑模式可用来定义称为结构的复杂对象, 并且允许定义结构之间的映射。

(3) 支持数据库的逻辑划分, 即可将数据库逻辑划分成若干个数据集, 每个数据集由逻辑上有联系的一个或多个结构组成。

### 2.2.7 RMI

它是 CATIC 中国航空技术进出口公司中国航空工业和德国 MBB (MESSER-SCHMITT-BOELKOW-BLOHM) 公司合作开发的, 适用于 CAD/CAM 领域的小型通用的几何数据库系统, 其基本功能有:

(1) 迅速地使多个几何模型同时进行存取和管理。

(2) 灵活地定义和操作任意复杂的网状数据结构, 这对于几何实体间的复杂关系尤为适用。

(3) 集成一体的后援恢复机构, 保证了数据的安全, 有效地防止数据的丢失, 甚至在系统死机或软硬件故障的情况下也能有效地防止数据的丢失。

(4) 为用户提供了几何模型的档案管理和方便的错误跟

踪与处理功能。

工程数据与商用和管理数据相比, 主要有以下特点:

(1) 工程数据中静态(如一些标准、设计规范和材料数据等)和动态(如随设计过程变动而变化的设计对象中间设计结果数据)数据并存。

(2) 数据类型的多样化, 不但包括数字、文字, 而且包含结构化的图形数据。

(3) 数据之间复杂的网状结构关系(如一个基本图形可用于多个复杂图形的定义, 一个产品往往由许多零件组成)。

(4) 大部分工程数据是在试探性交互式设计过程中形成的。

由此可以看出, 对于工程数据库系统有特殊的要求, 归纳起来, EDBS 应具有以下的功能和特点。

(1) 支持多个工程应用程序。一个工程数据库必须适应多个工程应用程序, 以支持不断发展的、新的应用环境。最初的概念设计、详细设计、制造设计和计划都需要直接进入工程数据库中去, 从设计到生产后期所进行的操作, 像生产控制、质量控制和服务等, 都需要利用在产品设计和制造阶段的信息。

(2) 支持动态模式的修改和扩充。数据库的结构确定物体在数据库中建模的关系。一个工程必须经过计划分析、设计、施工、调试和生产等阶段, 相应的工程数据也通过各阶段逐步明确, 逐步详细, 最后得到满意的结果。为此, 必须记载整个过程的全部图形和数据, 作为文档保存, 以便在工程中修改, 以及在工程建成后的扩充和改建。

产品的计算机辅助设计(CAD)是一个变化频繁的动态过程, 不仅数据变化频繁, 而且数据的结构也会有所改变, 这就要求工程数据库具有动态修改和易于改变数据结构的能力。修改结构的功能应当“在空中”操作, 而不需要结构的再编辑或者数据库的再装配。为 CAD/CAM 数据库设计的数据模型必须支持工程数据类型和工程应用中复杂的物理模型。

(3) 支持反复的试探性设计。在工程中解决一个问题往往是一个多次重复、反复修改的过程, 而不同于一般事务数据。CAD/CAM 数据库必须适合设计过程中的试凑、重复和发展的特点。即在一般情况下, 数据库必须保持数据的一致性, 在特殊情况下, 工程数据库应允许暂时的、不一致的数据存在, 并能加以管理。

(4) 支持在数据库中嵌入语义信息。语义信息是用来描述如何在数据库中存储数据, 它包括物体和关系的建模, 有关物体和关系的信息在数据库中是怎样表示的、怎样获得和使用这些信息的。一个集成和数据词典/字典系统是用来记录指定含义的, 并是使用数据库中数据记录的工具。这个功能一般不仅仅是资料程序员利用, 而且也是文件的主要来源。更多的语义信息被计算机占用, 成为数据库中一个集成部分, 可用于人和计算机直接相互作用及数据库的修改。

(5) 支持存储和管理各种设计结果版本。在人工设计中, 存在几种设计版本的情况是经常发生的, 每一个设计版本尽管不同, 但均满足设计所要求的全部功能, 它们可供选择。设计问题很少只有唯一的方案解, 当在设计中对重要条件强调的重点不同时, 一般有几种可供选择的方案。在理想情况下, 一个 CAD/CAM 数据库应当具有一个设计任务多个版本的能力。

(6) 支持复杂的抽象层次表示。设计单元之间的许多复杂关系可以在抽象层次中模型化。设计过程常被看成自顶向下的工作方式, 即将复杂的问题不断分解到子问题层中, 这



些子问题概念简单,可以组合起来解决原问题。例如,工程所涉及的工程图很少是仅由一张图来表示的,通常采用分层表示法,即上层工程图中的一个符号表示下层某一张子工程图(即上层的一个抽象部件符号代表下层若干个部件的组合),这些子工程图中的一个符号又能表示更下一层的某一张子工程图……,即自顶向下逐层表示,直至最下层为止。

(7) 支持多 CPU/分布式处理环境。通常支持 CAD/CAM 一体化系统的硬件是由异种机组成的计算机网络系统。因此,要求工程数据库管理系统应是一个分布式的数据库管理系统,并为所有基本单元系统存取全局数据提供统一的接口标准。

(8) 支持建立和临时存取数据库。在设计和制造过程中,存在许多临时性数据,这些不需长期保存的数据可存入临时数据库中,使用完毕即可删除。

(9) 支持交互式和多用户工作以及并行设计。工程设计时,为了及时传达设计人员的思想和意图,需要进行交互式工作。而且现代设计工作决不是一人所能胜任的,为提高工程设计质量,加快进度,必须开展并行作业,使若干名设计人员既能同时工作,又可实现资源共享。为此,要求工程数据库能随时提供数据并存储数据,提供多用户使用和进行并行设计。

(10) 支持多种表示处理。在设计和制造过程中,应用程序往往要利用同一物体的不同表示形式来实现不同的目的和要求。例如,在几何造型中,可以使用 CSC 树、边界表示及八叉树法等多种表示形式来表示同一形体。因此,工程数据库要有存储和管理同一形体的多种表示形式的功能,而且要保持这些表示形式之间的一致性。

(11) 支持数据库与应用程序的接口。为了支持工程数据库的应用过程,数据库必须与多种程序语言交互。数据库与应用程序的接口有两类:子语句方式和 CALL 方式。子语句方式将数据库的 DML 语句看成特殊的应用程序语句。CALL 方式将数据库的 DML 语句设计成宿主语言的一个过程或函数,应用程序通过 CALL 语句调用它们。

(12) 支持工程事物处理。在工程应用中,解决一个工程问题需要花费很长时间,涉及的数据量也很多,这种解决工程问题的过程称为工程事务。由于这类问题工作时间很长,中间出现意外错误或认为中断的可能性较高。因此,商业数据库系统中处理事务的方法在此已不适用。工程数据库系统应具备处理工程事务的能力。

## 2.3 计算机辅助设计优化方法

优化是一个很容易为人们所理解和接受的概念。因为,当人们按理性行为从事一项工作时,总希望把它尽量做好,精益求精,这就是朴素的优化。朴素的优化思想在我们日常生活中也随处可见。在设计过程中,常常需要根据产品设计的要求,合理确定各种参数,例如:重量、成本、性能和承载能力等等,以期达到最佳的设计目标。实际上,在任何一项设计工作中,都包含着寻优过程。然而,在众多复杂的设计过程中,朴素的优化思想已显得力不从心。

优化设计(Optimal Design)是从 20 世纪 60 年代初期开始发展起来的一门新的学科,它是最优化技术和计算机计算技术在设计领域应用的结果。优化设计为工程设计提供了一种重要的科学设计方法,在解决复杂设计问题时,它能从众多的设计方案中找到尽可能完善的或最适宜的设计方案。

工程设计上的“最优值”(Optimum)或“最佳值”系指在满足多种设计目标和约束条件下所获得的最令人满意、

最适宜的值。它反映了人们的意图和目的,这不同于表示事物本身规律的极值——最大值和最小值。但在很多情况下,也可以用最大值或最小值来代表最优值。最优值的概念是相对的,随着科学技术的发展以及设计条件的变动,最优化的标准也将发生变化。也就是说,优化设计反映了人们对客观世界认识的深化,它要求人们根据事物的客观规律,在一定的物质基础和技术条件下充分发挥人的主观能动性,得出最优的设计方案。最优化技术,是优化设计全过程中各种方法、技术的总称。它主要包含两部分内容:优化设计问题的建模技术和优化设计问题的求解技术。如何将一个实际的设计问题抽象成一个优化设计问题,并建立起符合实际设计要求的优化设计数学模型,这就是建模技术中要解决的问题。建立实际问题的优化数学模型,不仅需要熟悉、掌握优化设计方法的基本理论、设计问题抽象和数学模型处理的基本技能,更重要的是要具有该设计领域的丰富设计经验。此外,在进行优化设计求解过程中,要不断地分析实际问题与数学模型之间存在的差距,不断地修正优化设计数学模型。只有这样,才可能建立起正确的数学模型,求解得到的最优解才有实际意义。

设计问题抽象和数学模型处理是建模过程中技术性很强的工作,也是建模技术研究的主要内容。除基本技能以外,大量的处理方法、技术是与具体的求解问题有关的。虽有一些文献涉及这方面的问题,但都只局限于各自所研究的领域,或该领域的某一个分支,缺乏可推广的建模技术。所以,设计人员只有在长期从事优化设计工作中,不断地总结经验,才能提高建模技术水平。建模技术的高技术性,是阻碍优化设计普及应用的主要原因之一。

实际设计问题,经抽象处理后建立起相应的优化设计数学模型,接下来的任务是求解数学模型。求解的方法很多,早期的方法有:试算法、表格法、图解法和一元函数极值理论等。由于这些方法的求解能力太弱,几乎不能求解实际的优化设计问题。20 世纪 80 年代以来,计算机技术的迅猛发展,一大批的数学规划方法(优化设计方法),借助于计算机程序得以实现,解决了许多实际的优化设计问题。求解优化设计问题就是借助优化设计方法程序求解优化设计数学模型。然而,应该指出的是,多数的工程设计优化问题是一个非线性规划问题,而至今还没有任何一个优化设计方法程序能求解全部的非线性规划问题。

不同的非线性规划方法从理论上说有各自的求解能力和求解范围。由于方法的实现依赖于计算机程序,所以按某一个非线性规划方法理论形成的算法、编制的优化方法程序,在求解能力和求解范围上不仅受原方法的限制,而且还要受方法程序编制质量的影响。这就是说,即使是同一个方法,不同的方法程序在求解能力和求解范围上有时也相距甚远。由此可见,在选择方法程序时,不仅要选择方法,更重要的是选择程序。

由于实际的工程设计优化问题往往是一个函数形态较为复杂的数据规划问题,一般无法事先得知问题函数全局或最优解附近的函数特性,这就使方法程序的选择带有一定的盲目性,同时也降低了求得结果的可信性,即不能判断结果是全局最优还是局部最优。较好的解决办法是用多个优化方法程序来求解同一个优化设计问题。

早期从事优化设计的人们,一般都是用自己编制的优化方法程序来求解问题。但自编的程序由于受多种因素的制约,很难得到预期的结果。所以,选择优化方法程序以选用质量较高的商品化优化设计方法程序为宜。考虑到优化设计

的特殊性,最好选择由多个方法程序和一些辅助程序组成的优化设计方法程序包或程序库。

优化设计方法是一种规格化的设计方法,它首先要求将设计问题按优化设计所规定的格式建立数学模型,选择合适的优化方法及计算机程序,然后再通过计算机的计算,自动获得最优设计方案。

工程设计问题的优化,可以表达为优选一组参数,使其设计指标达到最佳值,且须满足一系列对参数选择的限制条件。这样的问题在数学上可以表述为在以等式或不等式表示的约束条件下求多变量函数的极小值或极大值问题,即求

$$f(x)_{\min} = f(x^*) \quad X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in R^n$$

受约束于  $g_u(x) \leq 0$

或  $g_u(x) \geq 0 \quad u=1, 2, \dots, m$

$$h_v(x) = 0 \quad v=1, 2, \dots, p < n$$

因此,优化设计都应按此形式将工程设计问题作出数学上的描述,适应采用优化设计方法求解的需要,这就是所谓优化设计的数学模型。下面首先介绍优化设计中常用的几个基本术语。

(1) 设计变量。在工程设计中,区别不同的设计方案,通常是以一组取值不同的参数来表示。这些参数可以是表示构件形状、大小及位置等的几何量,也可以是表示构件质量、速度、加速度、力及力矩等的物理量。在构成一项设计方案的全部参数中,可能有一部分参数根据实际情况预先确定了数值,它们在优化设计过程中始终保持不变,这样的参数称为给定参数。另一部分参数则需要优选的参数,它们的数值在优化设计过程中是变化的,这类参数称为设计变量,它们相当于数学上的独立自变量。

一个优化设计问题如果有  $n$  个设计变量,而每个设计变量用  $x_i$  ( $i=1, 2, \dots, n$ ) 表示,则可以把  $n$  个设计变量按一定的次序排列起来组成一个列阵或行阵的转置,  $X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ 。我们把  $X$  定义为  $n$  维欧氏空间的一个向量,设计变量  $x_1, x_2, \dots, x_n$  为向量  $X$  的  $n$  个分量。在优化设计中把这个  $n$  维的欧氏实空间称为设计空间,用  $R^n$  表示,它是以设计变量  $x_1, x_2, \dots, x_n$  为坐标轴的  $n$  维空间。设计空间包含了该项设计所有可能的设计方案,且每个设计方案就对应着设计空间一个设计向量或者说一个设计点  $X$ 。

设计变量的数目越多,其设计空间的维数越高,能够组成的设计方案的数量也就越多,因而设计的自由度也就越大,从而也就增加了问题和复杂程度。一般来说,优化设计过程的计算量是随设计变量数目的增多而迅速增加的。因此,对于一个优化设计问题来说,应该恰当地确定设计变量的灵敏目。并且原则上讲,应尽量减少设计变量的数目,即尽可能把那些对设计指标影响不大的参数取作给定参数,只保留那些对设计指标影响显著的、比较活跃的参数作为设计变量,这样可以使优化设计的数学模型得到简化。

设计变量通常是有取值范围的,即

$$a_i \leq x_i \leq b_i \quad (i=1, 2, \dots, n)$$

式中,  $a_i$ 、 $b_i$  分别表示设计变量  $x_i$  的下界约束值和上界约束值。在设计变量的取值范围中,设计变量的取值多数是连续的,但有些设计变量只能选用规定的离散值。对于有离散型设计变量的优化设计问题,有两种处理方法:一是先按连续型设计变量对待进行求解,然后再对最优解进行离散化后处理,但是离散化后处理有时会使得结果远离最优解;另一是选用能处理离散型设计变量的优化设计方法进行求解,但这些方法种类较少,且求解能力较弱。

(2) 目标函数。每一个设计问题,都有一个或多个设计中所追求的目标,它们可以用设计变量的函数来加以描述,在优化设计中称它们为目标函数。当给定一组设计变量值时,就可计算出相应的目标函数值。因此,在优化设计中,就是用目标函数值的大小来衡量设计方案的优劣的。优化设计的目的是要求所选择的设计变量使目标函数值达到最佳值。最佳值可能是极大值,也可能是极小值,由于求目标函数  $f(x)$  的极大化等价于求目标函数  $-f(x)$  的极小化,因此,为算法和程序的统一,通常最优化就是指极小化,即  $f(x) \rightarrow \min$ 。

在工程设计问题中,设计所追求的目标可能是各式各样的,当目标函数只包含一项设计指标极小化时,称它为单目标设计问题。当目标函数包含多项设计指标极小化时,这就是所谓的多目标设计问题。单目标优化设计问题,由于指标单一,易于衡量设计方案的优劣,求解过程比较简单明确。而多目标问题则比较复杂,多个指标往往构成矛盾,很难或者不可能同时达到极小值。多目标问题的求解,较为简单的方法是采用线性加权的和的形式将多目标问题转为一个单目标问题求解,或将一些目标转为约束函数。这样处理后的数学模型,往往不能很好地体现多目标问题的实质,求得的最优解不能很好地满足设计要求。

由于目标函数是设计变量的函数,故给定一组设计变量值就相应地有一个函数值,并在设计空间相对应地有一个设计点,因此也可以说设计空间的任何一点都有一个函数值与之相对应。具有相同函数值的点集在设计空间内形成一个曲面或曲线,称为目标函数的等值面或等值线。

在优化设计中,正确建立目标函数是很重要的一步工作。它不仅直接影响到优化设计的质量,而且对整个优化计算的繁简难易也会有一定的影响。还有,并不是所有优化设计问题的目标都可以用显式的目标函数来描述,如:原理方案设计、下料问题等。

(3) 设计约束。优化设计不仅要使所选择方案的设计指标达到最佳值,同时还必须满足一些附加的条件,这些附加的设计条件都是对设计变量取值的限制,在优化设计中叫做设计约束。它的表现形式有两种:一种是不等式约束,即

$$g_u(x) \leq 0$$

或

$$g_u(x) \geq 0 \quad u=1, 2, \dots, m$$

另一种是等式约束,即

$$h_v(x) = 0 \quad v=1, 2, \dots, p < n$$

式中,  $g_u(x)$  和  $h_v(x)$  分别为设计变量的函数,统称为约束函数; $m$  和  $p$  分别表示不等式约束和等式约束的个数,而且等式约束的个数  $p$  必须小于设计变量的个数  $n$ 。因为从理论上讲,存在一个等式约束就可以用它消去一个设计变量,这样便可降低优化设计问题的维数。

根据约束的性质不同,可以将设计约束分为区域约束和性能约束两类。所谓区域约束是直接限定设计变量取值范围的约束条件;而性能约束是由某些必须满足的设计性能要求推导出来的约束条件。在求解时,对这两类约束有时作不同的对待。

不等式约束及其有关概念,在优化设计中是相当重要的。每一个不等式约束都把设计空间划分成两部分:一部分是满足该不等式约束条件的,另一部分则不满足。两部分的分界面叫做约束面。一个优化设计问题的所有不等式约束的边界将组成一个复合约束边界,复合约束边界内的区域是满足所有不等式约束条件的部分,在这个区域中所选择的设计

变量是允许采用的, 这个区域称为设计可行域或简称可行域。除去可行域以外的设计空间称为非可行域。据此, 在可行域内的任一设计点都代表了一个允许采用的设计方案, 这样的点叫做可行设计点或内点。在约束边界上的点叫做极限设计点或边界点, 此时这个边界所代表的约束叫做适时约束或起作用约束。

在建立数学模型时, 目标函数与约束函数不是绝对的。对于同一对象的优化设计问题(如齿轮传动优化设计), 不同的设计要求(如要求重量最轻或承载能力最大等)反映在数学模型上是选择不同的目标函数和约束函数、设定不同的约束边界值。换言之, 目标函数和约束函数都是设计问题的性能函数, 只是在数学模型中充当不同的角色。所以, 通常的做法是将目标函数和约束函数视为问题函数, 建立起某一对象的优化设计通用数学模型, 求解时, 再根据具体的设计要求, 指定某个或某些问题函数为目标函数, 某些问题函数为约束函数且设定边界值。

当优化数学模型中的问题函数均为设计变量的线性函数时, 则称为线性规划问题。若问题函数中包含非线性函数时, 则称为非线性规划问题。多数工程优化设计问题的数学模型是属于有约束的非线性规划问题。

#### (4) 约束优化设计问题的最优解。

优化设计就是求解  $n$  个设计变量在满足约束条件下使目标函数达到最小值, 即

$$f(x)_{\min} = f(x^*) \quad x \in R^n$$

$$s. t. g_u(x) \leq 0 \quad u = 1, 2, \dots, m$$

$$h_v(x) = 0 \quad v = 1, 2, \dots, p < n$$

式中, 称  $x^*$  为最优点, 称  $f(x^*)$  为最优值。最优点  $x^*$  和最优值  $f(x^*)$  即构成了一个约束最优解。

在约束优化设计问题中, 如果目标函数是多峰的, 或约束集合是非凸集, 则有可能存在不止一个局部极小点, 此时每一个局部极小点和对应的局部极小值统称为一个局部最优解。显然, 我们总是期望获得全域最优解, 但一般情况下是很难断定所得的一个解就是全域最优解。在优化设计求解过程中, 绝大多数的优化方法都是通过参照当前点周围的信息来判断是否找到了最优解, 这样求得的解很可能是局部最优解, 不同的初始点可能求得不同的最优解。所以, 在求解约束优化设计问题时, 通常的做法是用多个方法程序、多个初始点来求同一个问题, 再从求得的多个局部最优解中取一个最优的。

多数的最优化方法的基本思想都是由迭代算法而来, 无约束最优化方法的主要步骤为:

- 1) 选定初始点  $x_0$ , 计算目标函数初始值  $f(x_0)$ 。
- 2) 选取一个能使目标函数值下降的方向, 沿该方向取一下降点  $x_1$ , 能使目标函数值下降, 即  $f(x_1) < f(x_0)$ 。
- 3) 当不存在下降方向, 或虽存在但  $x_1$  点与  $x_0$  点已足够靠近, 则认为找到了一个最优解, 结束求解过程。否则,  $x_0 = x_1$ , 转到 2) 步骤继续。

常用的无约束最优化方法有 Powell 法、梯度法、共轭梯度法、牛顿法及 DFP 法 (Davidon-Fletcher-Powell 法) 等。不同方法之间的差别主要是用不同的方法选取下降方向和下降点。许多方法中均包含沿下降方向找下降点的问题, 这就构成了一个一维搜索问题。求解一维搜索问题的最优化方法有黄金分割法、二次插值法等。也就是说, 无约束最优化方法的求解是通过将求解一个多维最优化问题转化为求解一系列的一维搜索问题来实现的。

约束最优化方法可分为间接法和直接法两大类。间接法

是先将约束优化设计问题转化为一系列的无约束优化设计问题, 再调用无约束优化方法来求解。常用的方法有: 罚函数法、乘子法等。直接法是在选取下降方向和下降点时直接判断是否在可行区域内, 常用的方法有: 约束随机方向法、复合形法等。

上述各种方法都是针对单一的目标函数而设计的, 但工程优化设计问题往往是一个多目标优化设计问题。常见的多目标最优化方法的基本思想是将多目标问题转化为一个或一系列的单目标优化问题, 通过求解一个或一系列单目标优化问题来完成多目标优化问题的求解。不同的多目标优化方法有各自不同的转化策略。常用的多目标最优化方法有目标规划法、乘除法、线性加权组合法和功效系数法等。

## 2.4 计算机图形学

### 2.4.1 计算机图形学的概念

计算机图形学 (Computer Graphics) 是研究怎样用数字计算机生成、处理和显示图形的一门学科。图形的具体应用范围很广, 但是从基本的处理技术来看只有两类, 一类是线条, 如工程图、地图及曲线图表等; 另一类是明暗图, 与照片相似。为了生成图形, 首先要有原始数据或数学模型, 如工程人员构思的草图、地形航测的判读数据、飞机的总体方案模型及企业经营的月统计资料等等。这些数字化的输入经过计算机处理后变成图形输出。下面是几个图形学中的基本概念:

(1) 计算机图形。用计算机生成、处理和显示图形的学科; 由几何数据和几何模型, 利用计算机进行显示并存储, 并可以进行修改、完善以及有关操作的过程。

(2) 图像处理。将客观世界中原来存在的物体影像处理成新的数字化图像的相关技术; 如 CT 扫描、X 射线探伤等。

(3) 模式识别。对所输入的图像进行分析和识别, 找出其中蕴涵的内在联系或抽象模型; 如邮政分检设备、地形地貌识别等。

(4) 计算几何。研究几何模型和数据处理的学科, 讨论几何形体的计算机表示、分析和综合, 研究如何方便、灵活、有效地建立几何形体的数学模型以及在计算机中更好地存贮和管理这些模型数据。

### 2.4.2 计算机图形学的发展

计算机图形学的研究起源于麻省理工学院。从 20 世纪 50 年代初~20 世纪 60 年代中, 麻省理工学院积极从事现代计算机辅助设计/制造技术的开拓性研究。1952 年在它的伺服机构实验室里诞生了世界上第一台数控铣床的原型。1957 年美国空军将第一批三坐标数控铣床装备了飞机工厂。大型精密数控绘图机也同时诞生。接着麻省理工学院发展了 APT 数控加工自动编程语言, 这是目前国际上最通用的加工编程工具。1964 年孔斯 (Steve Coons) 提出了用小块曲面片组合表示自由型曲面而使曲面片边界上达到任意高次连续阶的理论方法, 此方法得到工业界和学术界的极大推崇, 称之为孔斯曲面。孔斯和法国雷诺汽车公司的贝齐埃 (Pierre Bézier) 并列被称为现代计算机辅助几何设计技术的奠基人。

第一台光笔交互式图形显示器于 1962 年在麻省理工学院林肯实验室研制成功, 这是 Ivan Sutherland 以博士论文形式完成的研究课题。

在美国工业界, 研制交互图形显示器的工作也在平行开展。其中最重要的是 IBM 公司。在 1964 年秋它推出了自己



的设计方案。后来经过改进,成为 IBM 2250 显示器。这是 IBM 计算机上正式提供工业界使用的第一代刷新式随机扫描图形终端。它使用光笔作为交互输入手段,并且配有 32 个功能键,以便调用程序中的相应功能模块。洛克希德飞机公司利用 IBM 2250 开发的 CADAM 绘图加工系统,从 1974 年起向外界转让,成为目前 IBM 主机上应用最广的 CAD/CAM 软件。

IBM 2250 在 1978 年前后改型为 IBM 3250,但在原理上并无明显变化。1984 年又改型为 IBM 5080,采用光栅扫描技术,带彩色,有局部处理能力,并可以用旋钮直接放大、平移、旋转画面。光笔也改为电笔,与输入板配合使用,并操纵屏面上的光标。

20 世纪 60 年代末、20 世纪 70 年代初,美国 Tektronix 公司发展了存储管技术。显示器型号先后有 4006、4010 及 4012 等。Tektronix 4014 曾经是 20 世纪 70 年代末 CAD 和工程分析中应用最广的图形终端。它的屏面尺寸是 19inch,画面线条清晰,分辨率可以达到  $4096 \times 3072$ ,价格不到刷新式同类显示器的一半。一次输入显示命令后可以保留画面一小时,因此编程简单,复杂的画面不会像刷新式显示器那样出现闪烁。它的缺点是不能局部动态修改显示画面。

光栅扫描型显示器采用电视机的类似工作原理,最初主要用作图像处理。屏面像素的分辨率不很高,大多用  $512 \times 512$ ,但是色彩层次十分丰富,可以高达 24 个二进制位,即红绿蓝三原色各占 8 位,各有  $2^8=256$  种层次,最终组合成  $2^{24}$  种色彩或灰度等级。当分辨率低时,这类显示器显示线条的效果不很好,有明显的锯齿形,而且要作向量到点阵的相互转换,交互响应速度受到一定影响。图形显示缓冲器占用的存储量大。到了 20 世纪 80 年代初,个人计算机像 Apple、IBM-PC 以及 Apollo、SUN 等工程工作站问世,并迅速得到广大用户的欢迎,销售量激增。在这些设计中,主机和图形显示器融为一体,都用光栅扫描型显示,并同时生成高质量的线型图和逼真的彩色明暗图。由于大规模集成电路技术的发展和专用图形处理芯片的出现,使得光栅扫描型显示的质量越来越好,价格越来越低,现已成为图形显示器的当前常规形式。在工程设计中,联网的分布式工作站的应用也正在逐渐取代分时形式的大型主机连接几十个图形终端的结构。

在图形显示技术发展的里程碑中,需要提出两家公司的产品,这就是 Evans & Sutherland 公司的 PS 300 型和 Silicon Graphics 的 IRIS 型。它们采用了新的体系结构来提高图形的处理速度,在某种程度上达到了实时的要求。

Evans 和 Sutherland 都是知名的计算机图形学专家。后者就是前面提到的光笔图形系统的研制人。PS 300 脱离了传统的冯·诺依曼机结构,不是逐条执行操作命令,而是采用数据驱动式原理。各个操作的执行次序取决于数据的到达时刻。当一次操作所需的全部输入数据都已齐备时,操作便启动执行。这样可以方便地组织并行处理。图形处理中的矩阵运算和其他基本算法使用三个位片处理机组成流水线,使得屏面上显示的线框图可以用旋钮实时旋转、平移和放大缩小,并且快速显示运动机构的动作过程,以便从不同角度观察各个元件间的协调关系。三维物体轮廓线的显示亮度可以随距离远近而变化,离眼睛越远的部分线条越淡,这样则可更好地体现出立体图的真实感。

数字成像的一般处理过程是:

(1) 建立模拟对象的几何模型,按照需要的逼近精度将模型简化为平面多面体。不少系统为了简化和统一运算过

程,还进一步将多面体的各个棱面分解为三角形单元。

(2) 将单个物体进行组装,施加平移、旋转和比例变换,形成整个模拟环境。

(3) 确定观察点的位置,做出显示对象的透视变换。

(4) 确定显示范围,相当于照相中的取景。窗口的有效范围用上下、左右和前后 6 个平面规定。将所有准备输出的图元都与窗口范围进行比较,裁剪出落在窗口有效边界以内的部分。

(5) 确定图形显示器屏面上的显示范围(称作视区),将用户定义的三维空间(称作世界坐标系)内的物体映射到显示器的屏坐标系中。

(6) 计算各单元三角形的法向矢量,根据光照模型确定可见三角形表面的亮度和色彩。

(7) 显示所有可见的三角形单元。

美国的 J. H. Clark 从 1979~1981 年在斯坦福大学计算机系统实验室试用专用的浮点运算器组成流水线来完成上述过程。他将这类专用处理器称为几何机器。

Silicon Graphics 公司的 IRIS 工作站就是采用上述工作原理的工业产品。此后,其他公司也纷纷效仿。这种持续不断的提高显示画面质量和加快交互响应速度的努力将会继续进行,必将进一步推动计算机图形学技术的飞速发展。

### 2.4.3 计算机图形学的应用

随着计算机图形学的不断发展,它的应用范围也日趋广泛。目前计算机图形学的应用领域主要有:

(1) 用户接口。图形比文字、报表更直观、逼真。所谓“一目了然”、“耳闻不如目睹”,都是说明形象观察的优越性和必要性。Macintosh 计算机首先在商品化产品上用形象的图形表示操作命令,使得学龄前儿童也会用计算机画图 and 算数,打破了操作计算机的神秘感。图、文两种形式相结合大大改善了计算机交互操作的用户界面,开辟了计算机应用的很多新领域。下面会简要说明某些典型的应用实例。

(2) 计算机辅助设计与制造(CAD/CAM)。这是计算机图形学在工业界应用的最重要领域。在国外,交互图形工作在机械、电子及建筑等行业中正在迅速取代绘图板加丁字尺的传统设计方法,担负起繁重的日常出图任务以及总体方案的优化和细节设计工作。

(3) 地形地貌和自然资源图。我国正在筹建国土基础信息系统,此系统是国家经济信息系统的一个组成部分。这是将过去分散的表册、照片和图纸等资料整理成统一的数据库,记录全国的大地和重力测量数据、高山和平原地形、河流和湖泊水系、道路桥梁、城镇乡村、农田林地植被、国界和地区界以及地名等。利用这些存储的信息不仅可以绘制平面地图,而且可以生成三维的地形地貌图,为高层次的国土整治预测和决策、综合治理和资源开发研究提供科学依据。

计算机图形学在作战指挥自动化中占有重要的地位。前面已经提到,美国早期的 SAGE 战术防空计划直接推动了现代的光笔图形显示器的研制。现代战争是多单位、多兵种的协同作战,战役指挥员和统帅部都必须及时了解各单位的态势情况。过去单依靠电话和地图指挥作战的方式正在发展为利用计算机网络和图形显示设备直接传输态势变化和下达作战部署。此外,计算机图形系统在陆军和海军的战役和战术对抗训练中也正在发挥巨大的作用。这类作战模拟系统使用联机的三台图形工作站,分别供红军、蓝军和导演使用。每个工作站配置显示作战态势的图形终端,显示战斗损耗的字符终端以及交互输入手段。计算机内存贮作战区域的地图、各种军标符号和模拟战斗效果的各种算法。整个演习由



导演台指挥,分别向红军和蓝军布置作战任务和组织讲评。空军飞行员的空战模拟器对于图形显示器的硬件结构和软件算法提出了最苛刻的要求。飞行员在训练模拟舱内的操纵动作需要实时转换成投影在球形房顶上的飞机映象的飞行姿态。一场空战中同时有两架或三架战斗机参与,无疑整个计算机系统的研制费用极高。在国外这类系统已投入使用,我国则正在积极朝此方向努力。

(4) 计算机动画和艺术。计算机动画在国外已经成为计算机图形学的一个分支,并进入了实用阶段。使用巨型 Cray 计算机和最高级的图形显示器。

用计算机构造人体模型,有着非常广阔的应用前景。人机工程中需要考察人和机器以及周围环境的关系。工业设计中要使得有的造型适应人的生理、心理特征。服装设计中要将人体作为效果分析的对象。舞蹈工作者希望能有方便的编写舞谱和形象表达舞蹈动作细节的工具……。针对应用场合的不同,人体模型的构造方法不同。最简单的是杆系模型,一般应用最多的是多面体模型,最复杂的是曲面模型,模型的活动关节数也取决于应用需要。例如为了设计战斗机驾驶舱,需要计算飞行员和视角角度,用人体模型检查身体各部分的允许活动范围,考察各种手把、开关能否操纵自如。这时使用的人体模型应该详细到包含手掌和手指。

(5) 分析计算中的应用。这里既有二维的曲线图表和三维模型,还可以利用彩色生成高维的几何表示。随着计算机硬件的不断更新以及各种图形软件的不推出,计算机图形学的应用前景将会更加引人入胜。

#### 2.4.4 计算机硬件简介

##### 2.4.4.1 常用的图形输入设备

(1) 向量型图形输入设备。它采取跟踪轨迹、记录坐标点的方法输入图形。主要输入的数据形式为直线或折线构成的图形构成的图形学数据。常用的向量型图形输入设备有数字化板、鼠标器和光笔等。

(2) 光栅扫描型图形输入设备。它采取逐行扫描,按一定密度采样的方式输入图形。主要的输入数据形式为一幅由亮度值构成的像素矩阵——图像(Image)。这类设备常采用自动扫描输入方式,因此输入迅速方便。但是,它所获得的图像数据必须被转换为图形(Graphics)数据,才能被 CAD 过程和各个子系统所使用。这种转换是一种图形识别的过程。最近,这方面的研究正在逐步达到实用阶段。常用的光栅扫描型图形输入设备有扫描仪和摄像机。从功能上可分为 6 类:

点坐标即定位;一系列点的坐标即笔划;数值;选择;图形识别;字符串。

具体包括以下 6 种。

1) 键盘。有 ASCII 编码键、命令控制键和功能键,可实现图形操作的某一特定功能。

2) 鼠标。鼠标器是一种手持滚动设备,状如一个方盒,面上有 2~4 个开关,下面是两个互相垂直的轮子或是一个球。当轮子或球滚动时,带动两个角度—数字转换装置,产生出滚动距离的  $x$ 、 $y$  移动值。开关则用于位置的选择。鼠标器的一个重要特征是:只有当轮子滚动时才会产生和值变化。把鼠标器从一个位置拣起放到另一个位置,如果没有轮子的滚动,则不会输入任何信息。即鼠标器只能输入轮子的滚动值,而不能像数字化板那样输入位置值。因此,鼠标器不能用来输入图纸,而主要用于指挥屏幕上的光标。鼠标器价格便宜、操作方便,是目前在图形交互上使用最广泛的图形输入设备包括以下两种。

① 光电式鼠标。利用发光二极管与光敏晶体管来测量位移:二者的夹角使二极管发光,经鼠标板反射至光敏晶体管,由于鼠标板均匀间隔的网格使反射光强弱不同,其变化转化为表示位移的脉冲。

② 机械式鼠标。内有三个滚轴:空轴、 $X$  向滚轴、 $Y$  向滚轴和一个滚球; $X$  向、 $Y$  向滚轴带动译码轮,译码轮位于两传感器之间且有一圈小孔,二极管发向光敏晶体管的光因被阻断产生位移的脉冲,而两脉冲成  $90^\circ$ 。

3) 坐标数字化仪。数字化仪由一块平板和一个探头组成。它按工作原理的不同而分为电磁式的、超声波式的、磁致伸缩的和机械式的等多种。

① 机械式坐标数字化仪。导轨和测头沿两个方向移动,带动光栅轮移动,产生光电信号,从而得到两点相对距离的坐标数,如图 5.4-21 所示。

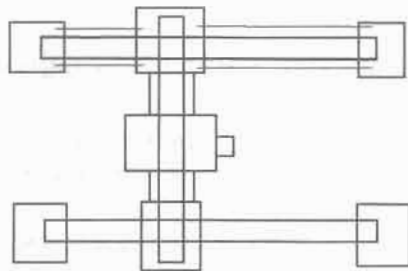


图 5.4-21 坐标数字化仪

② 超声波式坐标数字化仪利用  $X$ 、 $Y$  方向的超声波传感器和拾取坐标点的笔尖上的超声波发生器,通过记录的超声波到  $X$ 、 $Y$  边的最小时间换算出两点间的距离。

③ 全电子式坐标数字化仪。在平板的板面下边,是一块由  $X$  方向和  $Y$  方向组成的导线风印刷线路板。平板内装有一套电子线路,它向导线网的  $X$  方向线与  $Y$  方向线依次进行时序脉冲扫描。扫描电流对导线的瞬间激励会引起一个时序脉冲的时间进行比较之后,探头所在的位置数据就可以自动得出并送入计算机。

④ 三维数字化仪。这类设备是通过插动的方法将 3D 物体的表面结构(线框)输入到计算机形成计算机内的 3D 线框图模型,直接用于真实感显示。前面的 2D 数字化仪可视其特例。因此这类设备称为 3D 数字化仪(3D Digitizer)。传统的 CAD 技术致力于在计算机中设计和装配几何形体,但那些习惯于创作雕塑的高等师却难以将他们丰富的创造逼真而快速地输入到计算机内,因此大大限制了 CAD 造型在许多领域中的应用。然而,3D 自动数字化仪的出现将以上两个截然不同的高等世界有机地集中到了一起。这一设备能够自动地将 3D 物体的表面形状以及色彩的信息输入到计算机中。

3D 数字化仪的工作原理是:投射一组垂直的光线到物体上,镜子从两个视点拾取光照后得到的轮廓。然后用一个高精度的传感器进行扫描,经由特殊的电路将视频图像数字化到一个矩形区域的范围表(Range Map),这是一个关于距离的测量数组。数字化仪以这样每投射一组光线得到一个轮廓的办法,沿着物体的周围扫描一遍,直到创建一个描述整个物体的范围表为止。Cyberware 每秒钟收集 15 000 个范围的测量。工作站上的数字化仪最后将范围表经由标准以太网连接送到工作站上的数据库,数据的输出可以是任何一种现有的图形 CAD 软件所识别的格式,如 DXF 等。

4) 光笔。光笔是一种手持检测光的设备,它的外形像一根笔,笔尖是一组透镜。在透镜的聚焦处是光导纤维,联

入光电二极管。光线由透镜入,通过光导纤维,由光电二极管转换为电信号,整形后为电脉冲。光笔上的按钮则控制电脉冲是否被输出。光笔的工作过程和数字化板有所类似。光笔将荧光屏当作图形平板,屏上的像素矩阵能够发光。当光笔所画的像素被激活,像素发出的光就被转换为脉冲信号,这个脉冲信号与扫描时序进行比较后,便得出光笔所指位置的方位信号。光笔原理简单、操作直观,是早期 CAD 系统中最主要的图形输入设备。但是光笔存在不少缺点:因为光笔以荧光屏作为图形平板,因此它的分辨率、灵敏度和荧光屏的特征有很大关系。显示器的不同分辨率,电子束的不同扫描速度,荧光粉的不同特性,以及笔尖与荧光粉的不同距离与角度等诸多因素都会影响光笔的分辨率与灵敏度。光笔对于荧光屏上不发光的区域无法检测。而且使用者长期凝视荧屏,会感到眼睛疲劳。

5) 触摸屏。触摸屏利用手指等对屏幕的触摸位置进行定位,包括以下几种:

①电阻式和电容式。是利用两涂层间的电阻和电容的变化确定触摸位置。

②红外线式。是利用红外线发生和接受装置检测光线的遮挡情况而发生电平变化,或通过测量投射屏幕两边的阴影范围确定手指的位置。

声表面波式。是利用手触及使声波发生衰减,从而转换为 X、Y 坐标的。

6) 图形扫描仪。Microtek 公司率先推出了世纪性产品:扫描仪,从此为计算机带来了眼睛。扫描仪是通过光电转换,点阵采样的方式,将一幅画面变为数字图像的设备。它由三部分组成。

①扫描头。它由两部分构成:光源发射部分发射出一束细窄的光线到画面上,光线接收部分接收画面所反的光线并转换为电信号。

②控制电路。它将扫描头输出的电信号整形,并通过 A/D 线路转换为表达方位与光强度的数字信号输出。

③移动扫描机构。它使扫描头相对于画在作 X 和 Y 方向的二维扫描移动。按照移动机构的不同,扫描仪可以分为两类:平板式和滚筒式。前者将画面固定在平面上,扫描头在画面上作二维水平扫描移动。后者将画面固定在一个滚筒上,扫描头只作 Y 方向的一维移动,而 X 方向的移动则由滚筒的旋转完成。

扫描仪的精度一般在 300~600 点/时以上。可高达每寸 2400 点,甚至 4800dpi、9600dpi。画面通过扫描仪变为一幅数字矩阵图像。其中每一点和值代表画面上对应点的反射光线强度,即该点的亮度。

扫描仪也可用摄像机代替。摄像机价格便宜、速度快,可输入运动的实物形象,但精度较差。一般摄像机每幅画面的分度在 640×640 左右。它可用于对精度要求不高的 CAD 领域。

#### 2.4.4.2 常用的图形输出设备

图形输出设备是以纸、胶片和塑料薄膜等物质为介质,输出人眼可视并能长期保存的图形的计算机外部设备。图形输出设备也可分为向量型和光栅扫描型两大类。向量型设备的作画机构随着图形的输出形状而移动并成像。绘图机属于向量型设备。光栅扫描型设备的作画机构按光栅矩阵扫描整张画面,并按输出内容对画面成像。光栅扫描型力形输出设备包括点阵式打印机、热敏印刷机、静电印刷机、喷墨印刷机以及激光打印机等。

(1) 阴极射线管。如图 5.4-22 所示。

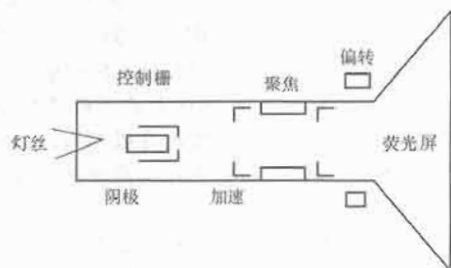


图 5.4-22 阴极射线管结构

(2) 显示器。显示器有随机扫描显示器、存储管式显示器、光栅扫描式显示器、液晶显示器和等离子显示器等。

1) 随机扫描显示器。由显示文件存储器得到指令,显示控制器控制电子束的偏移,从而在屏幕上产生图形。

2) 存储管式显示器。图形信息首先写在细网栅格上,由读出电子枪发出的电子流把存储网上的图形写在屏幕上。

3) 光栅扫描式显示器。CRT 中的水平和垂直偏转线圈分别产生水平和垂直磁场,电子束则在不同方向磁场力作用下进行行和列扫描,将屏幕分成由像素构成的光栅网格,其中像素具有灰度和颜色。

早期的 CAD 图形显示使用随机扫描显示器。这种显示器通常用于显示线框图,电子束随着线条的显示位置而移动,按亮度要求轰击荧光而发光。这种显示器的工作方式和示波器的显示方式是一致的。到了 20 世纪 80 年代,随机扫描显示器在 CAD 中基本淘汰,代之而起的是光栅扫描 (Raster Scanning) 显示设备。光栅扫描显示设备有单色的,也有彩色的。它由三部分组成:显示器、图形控制器和缓存寄存器。它的显示方式类似于电视机,荧光屏上的图形由荧光点的点阵组成,电子束按行列次序扫描点阵,并由显示内容来控制所扫描的点是否发亮,每扫描一遍称为一帧。但是,和电视机非常不同的是,它的显示内容不是来自天线所接收的信号,而是来自一个专门的内存,称为帧缓存寄存器 (Frame Buffer)。

荧光屏上画面的每一点称为一个像素 (Pixel)。每个像素都对应于 Buffer 中的一个存储单元,里面存放着该像素的显示亮度值。像素的亮度值控制电子束对荧光屏的轰击强度,像素在帧缓存寄存器中的位置编码控制电子束的偏转位置。

分辨率 (Resolution) 是光栅扫描显示设备最重要的指标。分辨率被表示为  $n_1 \times n_2 \times n_3$ 。 $n_1$  和  $n_2$  分别指像素矩阵所含的列数和行数。 $n_3$  指每个像素在帧缓存寄存器中所对应的存储单元的大小,它描述了所显示的画面能包含的色彩或灰度的多少。例如,一个显示系统的分辨率为  $1024 \times 768 \times 8$ ,则意味着该显示系统所能显示画面的最高分辨率为 1024 列,768 行,并至多可以同时产生  $2^8 = 256$  种不同的色彩。

(3) 打印机。有激光打印机、喷墨打印机和针打印机等。

喷墨打印机用喷头将 3~4 种不同色的墨水射在打印纸上而印出图案。喷头中含有 4 组细小的喷嘴,分别喷射红、黄、蓝和黑 4 色。控制嘴电脉冲加在压电传感器上,产生压力,将由泵打入入口的墨水喷射了。一个附加的空气喷头对墨水滴加速,并保持其飞行的稳定性,以每秒数米的速度射向打印纸面。彩色的形成靠不同墨水点迹混合,可产生高达 15 625 种不同深浅和色彩的图像。喷墨打印机的分辨率达 150dpi 以上,完成一张彩图印刷约需一分多钟。喷墨打印机可打印出相当漂亮的彩色图片。

激光打印机以其高质量的打印效果、快捷的打印速度,在图形输出设备中独占鳌头。激光打印机的机械结构十分复杂,主要部分有墨粉、感光鼓(或称硒鼓)、显影辊及初级高压电晕放电等,均装在一个可以取下的盒子中。打印开始时,鼓外表面被均匀充上负电荷,此步称为鼓的初始化,每当打印机要打一个黑点时,它将一个细小的激光二极管点亮,激光二极管发出的激光经过一系列反射镜后到达鼓上的有机光敏材料上,使该点变成导体,打印机就在鼓上留下一个无法看见的带-100V电压的像点。接着是显影过程,即让硒鼓上已感光的部分沾上墨粉,得到可见像点,打印机使用的墨粉的主要成分是黑色塑料粉末,内含微小的铁粉,使得墨粉能被磁铁吸引,这样墨粉就能在磁铁控制下移动,如图5.4-23所示。经过显影,鼓上-100V的不可见像点变成了可见的黑色墨粉点。接着,硒鼓与打印纸接角,纸上产生正电荷,将鼓上带有负电的墨粉紧紧吸引,而在纸上得到一个墨粉黑点。经在纸上得到牢固的图像,必须熔化像点,迫使熔化后的墨粉进入纸的纤维之中。至此,打印过程完毕。

(4) 绘图机。绘图机按结构不同可以分为两大类:平板式(Flat)和滚筒式(Drum)。平板式绘图机将图纸固定在固定的平板上。平板上方有一Y方向的导轨,电动机驱动笔架沿导轨可作Y方向的移动。Y方向的导轨架在X方向的导轨之寂,因此可由X方向电动机驱动Y方向导轨带动笔架,沿着X方向导轨移动。这样笔架上的笔就可按照输出量作二维方向的移动和绘图。滚筒式绘图机的笔架的Y方向的移动方式与平板式相同。但X方向的移动则由滚筒的旋转而完成。滚筒式绘图机比平板式绘图机价格便宜,占地面积小,但是精度稍差,只能接受一种大小的图纸,而且在绘图过程中对图面监视困难。

#### 2.4.5 计算机图形标准

(1) 原则。与计算机硬件无关,实现程序的可移植性。

(2) 包括。核心图形系统 CGS (Core Graphics System), 1977 年美国计算机协会公布; 计算机图形接口 CGI (Computer Graphics Interface), ISO 公布; 计算机图形元标准 CGM (Computer Graphics Metafile); 计算机图形核心系统 GKS (Graphics Kernel System); 程序员层次交互式图形系统 PHIGS (Programmer's Hierarchical Interactive Graphics System); 初始图形交换规范 IGES (Initial Graphics Exchange Specification), 1983 年美国国家标准局等。

1) GKS。GKS (Graphics Kernel System) 提供了在应用程序和图形输入输出设备之间的功能接口, 定义了一个独立于语言的图形核心系统, 在具体应用中, 必须符合所使用语言的约定方式, 把 GKS 嵌入到相应的语言之中。图中每个层次可以调用下一层次的功能。对于应用程序来说, 通常使用面向应用层、依赖语言的接口层以及操作系统等资源。为了使图形应用程序获得更高的可移植性, GKS 的体系结构具有可更换设备驱动程序的元文件等特点。其中氮的图形资源都必须由 GKS 控制, 应用程序 (DDPi) 不旁路 GKS 而直接使用图形资源。

GKS 在应用程序和图形输入输出设备之间提供了功能接口, 它包括一系列交互和非交互式图形设备的全部图形处理功能, 大致分为以下 10 类。

①控制功能。执行打开、并闭 GKS 以及使工作站进入或退出活动状态和删除工作站等;

②输出功能。确定输出图形类型;

③输出属性。图素的各种属性以及各种图素在工作站上

的表现方式;

④变换功能。实现规格化变换和工作站变换;

⑤图段功能。对图形进行生成、删除、复制以及实现图段属性控制;

⑥输入功能。对各种输入设备初始化, 设备工作方式、确定请求、采样和事件输入;

⑦询问功能。查询 GKS 描述表、状态表、出错表、工作站描述表和图素表等, 查询 GKS 状态值、级别、工作站类型、状态以及描述表、图段状态等内容;

⑧实用程序: 实现 GKS 的几何变换等;

⑨元文件处理;

⑩出错处理。

GKS 作为一个二维图形的功能描述, 它独立于图形设备和各种高级语言, 定义了用高级语言编写应用程序与图形程序包的接口。在任何配有 GKS 的图形软件中, 只要有一个上述功能子程序作为应用程序的接口, 用户就可以根据自己的需要, 在应用程序中调用 GKS 的各种功能, 这样编制出来的应用程序可方便地在具有 GKS 的不同图形系统之间移植。

2) PHIGS。PHIGS (Programmer's Hierarchical Interactive Graphics System) 是 ISO 1986 年公布的计算机图形系统标准, 标准号是 ISO IS 9592。从其名称上看, 包含以下三个含义: 其一, 是向应用程序员提供的控制图形设备的图形系统接口; 其二, 图形数据按层次结构组织, 使多层次的应用模型能方便地应用 PHIGS 进行描述; 其三, 提供了动态修改和绘制显示图形数据的手段。PHIGS 是为具有高度动态性、交互性的三维图形应用而设计的图形软件工具库, 其最主要的特点是能够在系统中高效率地描述应用模型, 迅速修改图表模型的数据, 并能绘制显示修改后的图形模型, 它也在程序与图形设备之间提供了一种功能接口。在图形数据组织上, 它建立了独立于工作站的中心结构存储区与图形档案管理文件; 在图形操作上, 它建立了适应网状的图形结构模式的各种操作; 在图素的设置上, 它既考虑了二维与三维的结合, 也满足矢量与光栅图形设备的特点。

PHIGS 由 328 个用户功能子程序构成, 按其内容可分为: 控制、输出图元、设置属性、结构、变换、结构管理与显示、档案管理、输入、图形元文件、查询、错误控制及特殊接口功能模块。各模块相对独立, 一个模块仅通过系统的公共数据结构与其他模块间相连。各模块调用的公共子程序集中在一个公共子程序模块中, 从而使整个系统的逻辑结构清晰, 且没有重复的程序功能, 从而便于逐个模块地进行程序开发, 并可利用已经测试通过的程序模块对正在测试的程序模块进行验证, 也为整个 PHIGS 的开发提供了方便。

3) GL。GL (Graphics Library) 是近年来在工作站上广泛应用的一个工业标准图形程序库, 按其功能可划分为如下几类:

①基本图素。包括点、直线、多边形、三角形、三角形风格、矩形、圆和圆弧、字符、曲线、曲面以及读写像素等。

②坐标变换。支持旋转、平移、比例变换以及窗口视图变换、投影变换和裁剪, 同时支持用户定义的各种变换。

③设置属性和显示方式。可定义选择线型、填充图案、字体和光标, 可设置 RGB 和颜色表两种选色方式以及明暗效果、双缓冲及各种位图等多种绘图方式。

④输入/输出。用于启动输入输出设备, 并对相应的事件队列进行处理。



⑤真实图形显示。这里有消除隐藏线、面、光照处理和深度排队。

GL在Unix操作系统下运行,具有C、Fortran、Pascal三种语言联编的形式。GL和其他三维图形标准相比具有以下特点:

①图元丰富。除具有一般图元外,还具有B样条曲线、Bezier曲面和NURBS曲面等。

②颜色。GL有RGB和颜色索引两种方式,有Gourand和Phong光照模型,使表面显示的亮度与色彩变化柔和。

③Z缓冲技术是在每个像素上附加一个24位或48位的表示Z值的缓冲存储器,这对曲线曲面的消隐、亮度随度变化的处理及提高图形处理效率等都具有重要作用。

④光源。光源的强度、颜色、物体的反方向、镜面反射系数及漫反射系数等都影响到一定光源照射下物体最终的显示效果。GL提供了充分的光源处理能力,使用户能得到非常生动的图像。

⑤GL和X窗口。GL既可单独运行,也可在X窗口环境下运行,进而可支持网络上的用户。

4) CGRM。CGRM(Computer Graphics Reference Model)是ISO讨论的计算机图形国际标准,其编号是ISO/IEC DIS 11072。为了总结计算机图形标准化的现有成果,为下一小的标准化工作提供指导性框架,从而提出了制定CGRM标准的要求。

CGRM定义了一个框架结构,它可用来比较现有的和未来的计算机图形标准,描述它们之间的关系,从而为计算机图形用户和计算机图形软件开发者提供有关方面的重要信息。CGRM用5个抽明的层次来定义计算机图形,分别称为构造、虚拟、观察、逻辑和物理环境(仿造于OSI网络的7层模型)。其中构造层最高,物理层最低,低层为高层提供服务,应用软件则建立在构造环境之上。CGRM还定义了对每层数据元的操作。

CGRM采用输出原语来定义计算机图形的输入,通过一个存储器可以把输入信息集成为应用程序所需的形式。从概念看,在已收到的输入和已产生的输出之间的连接由应用程序来处理,应用程序也可以把此事委托给某个环境来处理。为了允许构造复杂的图形,CGRM定义了一个集合存储器,由此可得到输入信息的项,从低层环境中的输入信息组合出高一层次环境中的新的输入信息。具体说,CGRM标准可用于以下几个方面:①提炼和确认计算机图形的要求。②确诊计算机图形标准和外部接口的要求。③根据计算机图形的需求来发展模型。④确定新的计算机图形标准的体系。⑤对计算机图形标准进行比较。

### 3 机电一体化

#### 3.1 总论

机电一体化是在以微型计算机为代表的微电子技术和信息技术迅速发展,并向机械工业领域迅猛渗透,与机械电子技术深度结合的现代工业基础上,综合应用机械技术、微电子技术、信息技术、自动控制技术、传感测试技术、电力电子技术、接口技术及软件编程技术等群体技术,从系统观点出发,根据系统功能目标和优化组织结构目标,以智能、动力、结构、运动和感知等组成要素为基础,对各组成要素及其间的信息处理、接口耦合、运动传递、物质运动及能量变换机理进行研究,使得整个系统有机结合与综合集成,并在系统程序和微电子电路的信息流的有序控制下,形成物质和

能量的有规则运动,在高功能、高质量、高精度、高可靠性及低消耗意义上实现多种技术功能复合的最佳功能价值系统工程技术。

“机电一体化”一词起源于日本,它取自英语最早机械学的前半部和电子学的后半部拼合而成,字面上表示机械学充分利用计算机技术、传感技术和可控驱动元件特性,实现机械系统的现代化、智能化和自动化。因此,目前机电一体化技术能为人们普遍接受的含义是“机电一体化乃是在机械的主功能、动力功能、信息功能和控制功能上引进微电子技术并将机械装置与电子设备以及相关软件有机结合而构成的系统总称”。机电一体化不是机械技术和电子技术的简单叠加,而是将电子设备的处理功能和控制功能“揉和”到机械装置中去,从而达到扬长避短、互为补充的目的,使机电一体化产品更具有系统性、完整性和科学性。机电一体化系统的形式多种多样,其功能也各不相同。一个较完善的机电一体化系统应包括以下几个基本要素:机械本体、动力单元、传感检测单元、执行单元、驱动单元、控制及信息处理单元。机械本体包括机械传动装置和机械结构装置。其主要功能是将构造系统的各子系统、零部件按照一定的空间和时间关系安置在一定的位上,并保持特定的关系。随着机电一体化产品技术性能、水平和功能的提高,机械本体需在机械结构、材料、加工工艺以及几何尺寸等方面都应适应产品高效、多功能、可靠、节能、小型、轻量及美观等要求。

动力单元的功能是按照机电一体化系统的控制要求,为系统提供能量和动力以保证系统正常运行。机电一体化的显著特征之一是用尽可能小的动力输入获得尽可能大的功能输出。传感检测单元的功能是对系统运行过程中所需要的本身和外界环境的各种参数及状态进行检测,并转换成可识别信号,传输到控制信息处理单元,经过分析、处理产生相应的控制信息。传感器检测单元通常由专门的传感器和仪器仪表组成。执行单元的功能是根据控制信息和指令完成所要求的动作。执行单元是运动部件,一般采用机械、电磁和电液等方式将输入的各种形式的能量转换为机械能。根据机电一体化系统的匹配性要求,需要考虑改善执行机构的工作性能,如提高刚性,减轻重量,实现组件化、标准化和系列化,以提高系统整体工作可靠性等。驱动单元的功能是在控制信息作用下,驱动各种执行机构完成各种动作和功能。机电一体化技术一方面要求驱动单元具有高频率和快速响应等特性,同时又要求其对于水、油、温度和尘埃等外部环境具有适应性和可靠性;另一方面由于受几何上动作范围狭窄等限制,机电一体化是多学科领域技术交叉的技术密集型系统工程,其主要的相关技术可以归纳成6个方面,即:机械技术、传感检测技术、信息处理技术、自动控制技术、伺服驱动技术和系统总体技术。

与一般的同类型机械装置相比,机电一体化系统中的机械部分精度要求更高,结构更简单,功能更强大,性能更优越,同时还要有更好的可靠性、维护性和更新颖的结构。零部件要求模块化、标准化及规格化,还有许多新的课题要加以研究和运用,如对结构进行优化设计,采用新型复合材料以使机械系统既减轻重量、缩小体积,同时又不降低机械的静、动刚度,采用高精度导轨、精密滚珠丝杠、高精度主轴轴承和高精度齿轮等,以提高关键零部件的精度和可靠性;开发新型复合材料以提高刀具、磨具的质量;通过零部件的模块化和标准化设计,提高其互换性和维护性等。因此机械技术的出发点在于如何与机电一体化技术相适应,利用其他高新技术来更新机械技术已成为机电一体化技术发展和变革



的最重要因素。提高信息处理速度,如采用超级微机或超大规模集成技术;提高系统可靠性,如采用自诊断、自恢复和容错技术;加强智能化,如采用人工智能技术和专家系统。这些均为信息处理技术今后发展的方向。

自动控制技术包括高精度位置控制、速度控制、自适应控制、自诊断、校正、补偿和检索等技术。在机电一体化技术中,自动控制主要是解决如何提高产品的精度、提高加工效率、提高设备的有效利用率,从而实现机电一体化系统的目标最佳化。自动控制就是依据自动控制原理对具体控制装置或系统在设计之后进行系统仿真、现场调试,最后使研制的系统可靠地投入运行,尤其是计算机技术高速发展,使得自动控制技术与计算机技术的结合越趋密切,因此自动控制技术是机电一体化技术中十分重要的关键技术。“伺服”即伺候服侍的意思。伺服驱动技术就是在控制指令的指挥下,控制很好,如果整个系统不能很好地协调,则它不可能可靠地正常运行。由此可见系统总体技术的重要性。

以上概述了机电一体化相关技术,可以得出这样的结论:机电一体化技术是一种复合技术,它不是机械和电子的简单叠加,它需要很多部门、产业的配合和支持,才能取得满意的结果。我们不仅要机电一体化各项相关技术进行全面深入的了解,还要能从系统工程的概念入手,通过系统总体设计来使各个相关技术形成有机的结合,并且要注意研究和解决技术融合过程中所产生的新问题,只有这样才能满足机电一体化高速发展的需要。

目前世界上普遍认为机电一体化技术可以分成两大类,即生产过程的机电一体化和机电产品的机电一体化。机电产品的机电一体化是机电一体化的核心,是生产过程机电一体化的物质基础。传统的机电产品加上计算机控制即可转变为新一代的产品,而新产品较之旧产品具有功能强、性能好、精度高、体积小、重量轻、更可靠、更方便及经济效益显著等优点。机电一体化产品小到儿童玩具、家用电器、办公设备,大到数控机床、机器人、自动化生产线、航空航天器,因此,可以说机电一体化技术几乎涉及社会的各个方面。

### 3.1.1 生产过程的机电一体化

生产过程的机电一体化包括产品设计、加工、装配和检验的自动化,生产过程自动化,经营管理自动化等。其高级形式是计算机集成制造系统(Computer Integrated Manufacturing System, CIMS),其主要涉及以下几个方面:

(1) 计算机辅助设计。计算机辅助设计(Computer Aided Design, CAD),是指计算机和相关软件应用于对产品设计的全过程,其中包括资料检索、方案构思、计算分析、工程绘图和编制文件等。计算分析主要是指利用计算机的强大数据处理能力和存储能力对产品进行静态和动态分析、优化设计和计算机仿真。广义的CAD还包括计算机辅助分析(CAE)。采用CAD的目的是使整个设计过程实现自动化。

(2) 计算机辅助工艺设计。计算机辅助工艺设计(Computer Aided Process Planning, CAPP),是指在计算机系统的支持下,根据产品设计要求,选择加工方法、确定加工顺序、分配加工设备及安排加工刀具等整个生产加工工艺过程。CAPP的目的是实现生产准备工作的自动化,由于工艺过程设计复杂,工艺方法往往又与企业设备、工人及技术人员水平等因素有关,在多数情况下,把CAPP看作CAM的一个组成部分。

(3) 计算机辅助制造。计算机辅助制造(Computer Aided Manufacturing, CAM),从广义来说是指在机械制造过程中,利用计算机通过各种设备,如机器人、加工中心、数

控机床和传送装置等,自动完成机械产品的加工、装配、检测和包装等制造过程,包括计算机辅助工艺设计CAPP和NC编程。采用计算机辅助制造机械零部件,可改善对产品多变的适应能力,提高加工效率和生产自动化水平,缩短加工准备时间,降低生产成本,提高产品质量。

(4) CAD/CAPP/CAM集成系统。随着技术进步和计算机技术的发展,在机械制造过程中,CAD、CAPP和CAM独立存在的情况已越来越少,基于在计算机网络环境下的协同设计与制造技术是今后发展的方向,也是目前研究的热点。CAD/CAPP/CAM集成系统技术越来越受到人们的重视。世界各发达国家都给予了极大的重视,投入大量人力物力进行研究和开发。大量统计数据表明,CAD/CAPP/CAM集成系统不但方便设计、查询和修改,而且可提高工效5~10倍,使生产效率显著提高。

(5) 柔性制造系统。柔性制造系统(Flexible Manufacturing System, FMS)又称为计算机化的制造系统。其主要由计算机、数控机床、机器人、自动化仓库和自动搬运小车等组成。它可以随机地、实时地按照工艺要求进行生产。它特别适合于多品种小批量、设计更改频繁的离散零件的生产。它可以根据市场需要修改原设计,可轻而易举地将原制造系统变成一个新的制造系统。FMS需要数据库的支持,FMS所用的数据库一般有两种:一种是零件数据库,用于存储与零件加工相关的信息,如工件尺寸、工具夹具要求、成组代码、材料、加工计划、进给量和速度等数据;另一种是信息管理和控制数据库,主要用于存储、管理和控制设备信息状态等。

(6) 计算机集成制造系统(CIMS)。计算机集成制造系统(Computer Integrated Manufacturing Systems, CIMS),就是计算机辅助生产管理与CAD/CAM及车间自动化设备的集成。所谓车间自动化设备是指FMS、FMC、NCN和机器人等一系列自动化生产设备。换言之,CIMS是在柔性制造技术、信息技术和系统科学的基础上,将制造工厂经营活动所需的各种自动化系统有机地集成起来,使其能适应市场多品种、小批量、高效益和高柔性的智能生产系统要求。

### 3.1.2 机电产品的机电一体化

当传统机电产品引入电子技术、计算机技术和自动控制技术时就形成了所谓的新一代机电一体化产品。也有人称机电一体化产品为带有微处理器的机电产品。典型的机电一体化产品体现了机电技术的深度有机结合。近年来新开发的机电一体化产品大多都采用了全新的工作原理,集中了各种高新技术,并把多种功能集成在一起,具有体积小、重量轻、成本低、效率高和环保节能等优点,在市场上具有极强的竞争能力。由于在机电一体化产品中往往会使用光学、仪器仪表等技术,所以国内外也有些人提出光机电一体化(例如数码照相机)、机电仪一体化(例如核磁共振扫描仪)、机电液一体化(例如液压挖掘机)技术或产品。我们认为不管是光机电一体化、机电仪一体化还是机电液一体化都表明产品采用了机电相关的新技术,在今天的日常生活和工作中,机电一体化产品无所不在,所以统称为机电一体化技术较合适。

机电一体化产品又可分为机械产品电子化(取代设计)和产品机电一体化(融合设计)两种型式。机械产品电子化是原有的机械产品采用了微电子技术之后,其性能和功能都有了提高,甚至在结构上也发生了变化。这类产品为数不少,它们又可细分为:

(1) 机械本身的主要功能被电子取代,如激光雕铣机采

用激光连续加工的方法代替了传统方式的金属切削加工；电子照相机的电子快门、曝光和对焦代替了传统的机械式照相机等。

(2) 机械式信息处理机构被电子元件代替，如电子钟表、电子计算器及电子交换机等。

(3) 机械式控制机构被电子式的代替，如缝纫机的凸轮机构被微型机控制系统代替；在燃料喷射装置中加热炉中采用微机程序控制等。

(4) 采用微电子技术增加了控制功能，如数控机床、汽车防滑制动装置、微机控制的电动机调速装置、微机控制的播种机、微机控制的联合收割机及微机控制的孵化器等。产品机电一体化是指机械与电子的融合，这类产品属于机电一体化的高级形式，如工业机器人、传真复印机、声音合成装置、电子式自动售货机、计算机断层扫描装置、液晶式打字机、彩色复印机、自动探伤仪、形状识别装置及分时计价电度表等。这些产品单靠机械或单靠电子技术往往难以实现，而通过机械与电子技术的有机结合则很容易实现。

### 3.1.3 机电一体化技术发展趋势

机电一体化是机械、微电子、控制、计算机和信息处理等多学科的交叉融合，其发展和进步有赖于相关技术的进步与发展，其主要发展方向有数字化、智能化、模块化、网络化、人性化、微型化、集成化、带源化和绿色化。

(1) 数字化。微控制器及其发展奠定了机电产品数字化的基础，如不断发展的数控机床和机器人；而计算机网络的迅速崛起，为数字化设计与制造铺平了道路，如虚拟设计、计算机集成制造等。数字化要求机电一体化产品的软件具有高可靠性、易操作性、可维护性、自诊断能力以及友好的人机界面。数字化的实现将便于远程操作、诊断和修复。

(2) 智能化。即要求机电产品有一定的智能，使它具有类似人类的逻辑思考、判断推理及自主决策等能力。例如在 CNC 数控机床上增加人机对话功能、设置智能 I/O 接口和智能工艺数据库，会给使用、操作和维护带来极大的方便。随着模糊控制、神经网络、灰色理论、小波理论及混沌与分岔等人工智能技术的进步与发展，为机电一体化技术发展的开辟了广阔天地。

(3) 模块化。由于机电一体化产品的种类和生产厂家繁多，研制和开发具有标准机械接口、动力接口和环境接口的机电一体化产品单元模块是一项复杂而有前途的工作。如研制具有集减速、变频调速电动机一体的动力驱动单元；具有视觉、图像处理、识别和测距等功能的电动机一体控制单元等。这样，在产品开发设计时，可以利用这些标准模块化单元迅速开发出新的产品。

(4) 网络化。由于网络的普及，基于网络的各种远程控制和监视技术方兴未艾。而远程控制的终端设备本身就是机电一体化产品，现场总线和局域网技术使家用电器网络化成为可能，利用家庭网络把各种家用电器连接成以计算机为中心的计算机集成家用电器系统，使人们在家里可充分享受各种高新技术带来的好处，因此，机电一体化产品无疑应朝网络化方向发展。

(5) 人性化。机电一体化产品的最终使用对象是人，如何对机电一体化产品赋予人的智能、情感和人性显得愈来愈重要，机电一体化产品除了完善的性能外，还要求在色彩、造型等方面与环境相协调，使用这些产品，对人来说还是一种艺术享受，如家用机器人的最高境界就是人机一体化。

(6) 微型化。微型化是精细加工技术发展的必然，也是提高效率的需要。微机电系统 (Micro Electro Mechanical

Systems, MEMS) 是指可批量制作的，集微型机构、微型传感器、微型执行器以及信号处理和电路，直至接口、通信和电源等于一体的微型器件或系统。自 1986 年美国斯坦福大学研制出第一个医用微探针，1988 年美国加州大学 Berkeley 分校研制出第一个直径为 200mm 的微电动机以来，国内外在 MEMS 工艺、材料以及微观机理研究方面取得了很大进展，开发出各种 MEMS 器件和系统，如各种微型传感器如压力传感器、微加速度计和微触觉传感器，各种微构件如微膜、微梁、微探针、微连杆、微齿轮、微轴承、微泵、微弹簧以及微机器人等。

(7) 集成化。集成化既包含各种技术的相互渗透、相互融合和各种产品不同结构的优化与复合，又包含在生产过程中同时处理加工、装配、检测和管理等多种工序。为了实现多品种、小批量生产的自动化与高效率，应使系统具有更广泛的柔性。首先可将系统分解为若干层次，使系统功能分散，并使各部分协调而又安全地运转，然后再通过软、硬件将各个层次有机地联系起来，使其性能最优、功能最强。

(8) 带源化。它是指机电一体化产品自身带有能源，如太阳能电池、燃料电池和大容量电池。由于在许多场合无法使用电能，因而对于运动的机电一体化产品，自带动力源具有独特的好处。带源化是机电一体化产品的发展方向之一。

(9) 绿色化。科学技术的发展给人们的生活带来巨大变化，在物质丰富的同时也带来了资源减少、生态环境恶化的后果。所以，人们呼唤保护环境，回归自然，实现可持续发展，绿色产品概念在这种呼声中应运而生。绿色产品是指低能耗、低材料、低污染、舒适、协调而可再生利用的产品。在其设计、制造、使用和销毁时应符合环保和人类健康的要求，机电一体化产品的绿色化主要是指在其使用时不污染环境，产品寿命结束时，产品可分解和再生利用。新一代机电一体化技术、产品及系统朝着高性能、智能化、系统化以及轻量化、微型化方向发展。

(10) 机电一体化的高性能化。高性能化一般包含高速化、高精度、高效率和高可靠性。新一代 CNC 系统就是为满足此“四高”而诞生的。它采用 32 位或者 64 位 CPU 结构，以多条总线连接，高速数据传递。因而，在相当高的分辨率情况下，系统仍有高速度 (100m/min)，可控及联动坐标达 16 轴，并且有丰富的图形功能和自动程序设计功能。如瑞士米克朗五轴铣削联动，主轴转速最高可达 45 000r/min，重复定位精度 1μm。日本 Mazak 六轴联动多功能车削加工中心，一次装夹可以完成车、铣和钻等多道工序。

在数字伺服控制中使用超高速数字信号处理器 (DSP)，并应用现代控制理论的各种算法，如鲁棒控制、前馈控制和特定方式下的加、减速控制等控制策略以及非线性补偿技术，可在系统中进行在线控制。它可以进行非线性补偿以及静、动态惯性补偿值的自动设定和更新等。在给定精度要求下，可使响应速度大幅度提高。如美国环球仪器公司的高速贴片机，贴片速度可达到 1200 点/min。又如法国 IBAG 公司的磁悬浮轴承，其高速主轴最高转速可达 15×104r/min；加工中心换刀速度快达 115s。

至于系统可靠性方面，则采用了冗余、故障诊断、自动检错、纠错、系统自动恢复和软硬件可靠性等技术予以保证，使得这种典型的机电一体化产品具有高性能，即高速、高效、高精度和高可靠性。它代表了机电一体化高性能的发展趋势。

(11) 智能化。人工智能在机电一体化技术中的研究日

益得到重视,机器人与数控机床的智能化就是重要应用。智能机器人通过视觉、触觉和听觉等各类传感器检测工作状态,根据实际变化过程反馈信息并做出判断与决定。数控机床的智能化通过各类传感器对切削加工前后和加工过程中的各种参数进行监测,并通过计算机系统作出判断,自动对异常现象进行调整与补偿,以保证加工过程的顺利进行,并保证加工出合格的产品。随着制造业自动化程度的提高,信息量与柔性也同样提高,出现以智能制造系统(IMS)控制器来模拟人类专家的智能制造活动;对制造中的问题进行分析、判断、推理、构思和决策,其目的在于取代或延伸制造工程中人的部分脑力劳动,并对人类专家的制造智能进行收集、存储、完善、共享、继承和发展。

(12) 机电一体化产品的轻量化。随着社会进步和科技发展,机电一体化产品,除了机械主体部分以外,其他部分均涉及电子技术,随着片式元器件(SMD)的发展,表面组装技术(SMT)逐渐取代传统的通孔插装技术(THT)成为电子组装的重要手段,电子设备正朝着小型化、轻量化、多功能和高可靠方向发展。20世纪80年代以来,国外SMT发展异常迅速,1997年电子设备平均60%以上采用SMT,同年世界电子元件片式化达到45%以上。因此,机电一体化中具有智能、动力、运动和感知特征的组成部分将逐渐向轻量化、小型化方向发展。

利用集成电路的微细加工技术,将机构及其驱动器、传感器、控制器及电源集成在一个很小的多晶硅上,因而,获得了完备的微型电子机械系统(Micro Electro Mechanical System, MEMS),整个尺寸缩小到几个毫米甚至几百微米。这是机电一体化的微型化研究领域。科学家预言,21世纪,这种微型机电一体化系统将在工业、农业、航天、军事、生物医学、航海及家庭服务等各个领域广泛应用,它的发展将使现行的某些产业或领域发生深刻的技术革命。

### 3.2 系统部件的选择与设计

与一般的机械系统相比,机电一体化中的机械系统除要求具有较高的定位精度之外,还应具有良好的动态响应特性,即响应要快,稳定性要好。一个典型的机电一体化系统一般由减速装置、丝杠螺母副、蜗轮蜗杆副等各种线性传动部件,连杆机构、凸轮机构等非线性传动部件,导向支承部件、旋转支承部件、轴系及架体等机构组成。为确保机械系统的传动精度和工作稳定性,常常需要提出无间隙、低摩擦、低惯量、高刚度、高谐振频率和适当的阻尼比等要求。机电一体化机械系统应包括以下两大机构。

(1) 传动机构。机电一体化系统中传动机构的主要功能是传递转矩和转速,实际上它是一种转矩、转速变换器。机械传动部件对伺服系统的伺服特性有很大影响,特别是其传动类型、传动方式、传动刚性以及传动的可靠性对系统的精度、稳定性和快速响应有重大影响。

(2) 导向机构。导向机构的作用是支承和限制运动部件按给定的运动要求和规定的运动方向运动。机电一体化系统所用的传动机构主要有齿轮传动机构、滚珠丝杠副、滑动丝杠副、同步带传动副、间歇机构和挠性传动机构等,对于工作机中的传动机构,既要求能实现运动的转换,又要求能实现动力的转换;对于信息机中的传动机构则只要求运动的转换,其动力则只需克服惯性力(力矩)和各种摩擦力以及较小的工作负载即可。

机电一体化机械系统的传动机构要求具有传动精度高、工作稳定性好和响应快等特点。随着科技的进步,机电一体化

化产品得到了飞速发展,要求其传动机构也能不断适应新的技术要求。目前的传动机构已呈现出一些新的特点,并朝着高精度化、高速度化、小型化和轻量化方向发展。

传动机构应能满足以下几个方面的要求:在不影响系统刚度的条件下,传动机构的质量和转动惯量应尽可能小。转动惯量大会对系统造成不良影响,使机械负载增大,系统响应速度变慢,灵敏度降低,使系统固有频率下降,容易产生谐振。

### 3.3 微机控制系统

控制系统的设计是综合运用各种知识的过程。不同产品所需要的控制功能、控制形式和动作控制方式也不尽相同。由于采用微机作为机电一体化系统或产品的控制器,因此,其控制系统的设计就是要解决选用微机、设计接口、选用控制形式和动作控制方式等问题。这不仅需要微机控制理论、数字电路和软件设计等方面的知识,也需要一定的生活和生产工艺知识。通常由机电一体化设计人员首先提出总的设计要求,然后由各专业人员通力协作。在设计中,首先会遇到的问题有以下几种。

专用与通用的抉择:专用控制系统适合于大批量生产的机电一体化产品。在开发新产品时,如果要求具有机械与电子有机结合的紧凑结构,也只有专用控制系统才能做到。专用控制系统的设计问题,实际上就是选用适当的通用芯片来组成控制系统,以便与执行元件和检测传感器相匹配,或重新设计制作专用集成电路,把整个控制系统集成在一块儿或几块芯片上。对于硬件与软件的权衡无论是采用通用控制系统还是专用控制系统,都存在硬件和软件的权衡问题。有些功能,例如运算与判断处理等,适宜用软件来实现。而在其余大多数情况下,对于某种功能来说,既可用硬件来实现,又可用软件来实现。因此,控制系统中硬件和软件的合理组成,通常要根据经济性和可靠性的要求权衡决定。用芯片(大规模集成电路)来组成所需的电路,则不如采用软件。如果能用通用的最好采用硬件。这是因为与采用分立元件组成的电路相比,采用软件不需要焊接,并且用芯片组成电路时,不仅价廉,而且可靠性易于修改,所以采用软件有利。而且利用高,处理速度快,因而采用硬件有利。控制系统是一种电子装置,比起机械装置来,它的环境适应能力较差,并且存在电噪声干扰问题,例如在一般车间现场条件下使用就容易出故障。而且,电子装置的维修需要专门的技术工具,输入、内部状态和输出之间的数量和逻辑关系。这些关系式为计算机进行运算处理提供了依据,即由数学模型推出控制算法。所谓计算机控制,就是按照规定的控制算法进行控制,因此,控制算法的正确与否直接影响控制系统的品质,甚至决定整个系统的成败。每个控制系统都有一个特定的控制规律,因此,每个控制系统都有一套与此控制规律相对应的控制算法。由于控制系统种类繁多,控制算法也是很多的,随着控制理论和计算机控制技术的不断发展,控制算法更是越来越多。例如,机床控制中常用的逐点比较法和数字积分法;直接数字控制系统中常用的调节控制算法;位置数字伺服系统中常用的最少拍控制算法;另外,还有各种最优控制算法、随机控制和自适应控制算法。在系统设计时,根据所设计的具体控制对象的控制性能指标要求及所选用的微型机处理能力选定一种控制算法。应注意控制算法对系统的性能指标的直接影响,因此,应考虑所选定的内存,一般配备磁盘(硬盘或软盘)作为外存储器,系统程序与应用程序可保存在磁盘内,运行时由操作系统随时从磁盘调入内



存。系统机可扩充以上的只读存储器,将调试成功的应用程序写入只读存储器内,这样使用方便、可靠性高。完备的输入/输出通道和实时时钟。输入/输出通道是外部过程和主机交换信息的通道。根据控制系统不同,有的要求有开关量输入/输出通道;有的要求有模拟量输入/输出通道;有的则同时要求有开关量输入/输出通道和模拟量输入/输出通道。对于需要实现外部设备和内存之间快速、批量交换信息的,还应有直接数据通道实时时钟在过程控制中给出时间参数,记下某事件发生的时刻,同时使系统能按规定的时间顺序完成各种操作。

选择微型计算机除应满足上述几点要求外,从不同的被控制对象角度而言,还应考虑几个特殊要求。

(1) 微处理器的字长定义为并行数据总线的线数。字长直试都很方便。系统机内存容量大且有软(硬)磁盘等大容量的外存储器。通常都有数据通道,可实现内外存储器之间的快速批量信息交换。缺点是成本较高,当用来控制一个小系统时,往往不能充分利用系统机的全部功能,抗干扰能力差。

(2) 系统总体设计主要是对系统控制方案进行具体实施步骤的设计,其主要依据是上述的整体方案框图、设计要求及所选用的微机类型。通过设计要求画出系统的具体构成框图。一个正在运行的、完整的微型计算机控制系统,需要在微型机、被控制对象和操作人员之间适时地、不断地交换数据信息和控制信息。在总体设计时,要综合考虑硬件和软件措施,解决三者之间可靠的、适时进行信息交换的通路和分时控制的时序安排问题,保证系统能正常地运行。设计中主要考虑硬件与软件功能的分配与协调、接口设计、通道设计、操作控制台设计及可靠性设计等问题。其中硬件与软件功能的分配与协调要根据经济性和输入/输出通道或模拟量的输入/输出通道。在总体设计中就应确定本系统应设置什么通道,每个通道由几部分组成,各部分选用什么元器件等。开关量、数字量的输入/输出比较简单。开关量输入要解决电平转换、去抖动及抗干扰等问题。开关量输出要解决功率驱动问题等。开关量和数字量的输入/输出都要通过前面设计的接口电路。

(3) 模拟量输入/输出通道比较复杂。模拟量输入通道主要由信号处理装置(标度变换、变换器等滤波、隔离、电平转换和线性化处理等)、采样单元、采样保持器和放大器组成。模拟量输出通道主要由转换、放大器等组成。

(4) 操作控制台设计。微型计算机控制系统必须便于人机联系。通常都要设计一个现场操作人员使用的控制台。这个控制台一般都不能用微机所带的键盘代替,因为现场操作人员不了解计算机的硬件和软件,假若操作失误可能发生事故。所以,一般要单独设计一个操作员控制台。操作说,基本上只需了解其大致原理和使用方法就行了。而应用软件都要由用户自行编写,所以软件设计主要是应用软件设计。控制系统对应用软件的要求是实时性、针对性、灵活性和通用性。对于工业控制系统来说,由于是实时控制系统,所以要求应用软件能够在对象允许的时间间隔内进行控制、运算和处理。应用软件的最大特点是具有较强的针对性,即每个应用程序都是根据一个具体系统的要求设计的,如对控制算法的选用,必须具有针对性,这样才能保证系统具有较好的调节品质。灵活性和通用性是指不但针对性要强也要具有一定的通用性,这样可以适应不同系统的要求,为此,应采用模块式结构,尽量把共用的程序编写成具备转换程序、有不同功能的子程序,如算术和逻辑运算程序及算法程序等。设计

者的任务主要是把这些具有一定功能的子程序进行排列组合,使其成为一个完成特定功能的应用程序,这样可大大简化设计步骤。

### 3.4 传感器技术

#### 3.4.1 概述

当今,众多的企业是按已经过时的经营和生产模式构思和建立的。面对迅速变化的市场需求,人们为现有企业的改组、再造和重构绞尽脑汁,试图使企业尽早摆脱“市场的困境”。但是,无论是“企业重组”还是“经营过程重构(BPR)”,国内外的尝试和努力都难于实现预期的效果。研究证明,一个适应跨世纪竞争环境的企业应该是一种具有敏捷性(Agility)、能进行快速自学习、可实现实时控制的全球化动态企业/公司。要做到这一点,必须依赖于现代信息技术。

第二次世界大战后,伴随世界经济、市场和科学技术的飞速发展,信息技术迅速崛起,并获得突飞猛进的发展。人们常常把传感技术同计算机技术和通信技术一起称为信息技术的三大支柱。如果把计算机看成处理信息的“大脑”,把通信系统看成传递信息的“神经系统”,那么,传感器就是“感觉器官”。人们只能利用由传感器技术研究开发的传感器信息采集系统才能获取环境和内部的信号。因此,它是信息技术系统的基础。其功能、性能和质量(含可靠性与可维护性)将直接影响信息技术系统的功能、性能和质量。所以,从20世纪60年代以来,各先进工业国都极为重视传感技术和传感器的研究、开发和生产。传感技术已经成为重要的现代科技领域,而传感器及其系统的生产已成为重要的新兴行业。现在,全世界传感器市场的销售总额已超过200亿美元,并以80%的年增长率向前发展,其产品品种突破2万种。它们被广泛地应用于钢铁、能源、交通、机械制造、通信、化工、汽车、家电、金融、商业和农业等行业。随着现代企业的发展,每个企业,无论是大的还是小的,都将依赖于信息技术。它们需要利用多种传感器提供广泛的信息。可以预料,传感技术将成为重要的现代技术。其产业将成为更加兴旺的行业。

现在,一个典型的企业,其信息系统的成本已占产品和服务总销售额10%~15%,而且这一比例将随着经济和科技的发展而不断地提高。制造业的产品中,直接劳动力成本正在逐步减少,而产品成本的信息含量将增加。据预测,我国电力、化工、钢铁、汽车、机床和家电行业,在20世纪90年代共需各类传感器1亿件以上。我国传感技术经历20世纪80年代的研究开发和20世纪90年代的发展后,在21世纪初将跨入高速发展的时期。所以,传感技术已成为国家重点科技攻关项目和优先发展的重点产品行业。

#### 3.4.1.1 我国传感技术的发展简况

从20世纪60年代起,我国开始研究和发传感技术和传感器技术系统,经过20世纪80年代~20世纪90年代初的发展,特别是经过“七五”和“八五”的科技攻关,取得了长足的进步。在“七五”和“八五”科技攻关中,共取得了208项成果,并在以下几方面取得显著的进步:

(1) 传感器设计方面。完成了75系列和S系列扩散硅力敏传感器的设计、有限元应力分析和设计、温度补偿软件及设计绘图软件,使我国扩散硅力敏传感器的设计走上自主开发的道路。此外,还开发了多种传感器,如声发射(AE)传感器、振动和涡流传感器、光纤传感器等。

(2) 传感器制造工艺方面。开始突破微型机械加工工



艺,提高了传感器制作的成品率,如 Si-Si 固相键合、化学和电化学腐蚀硅片的厚度控制成品率均达到 70%。同时,在攻克反应离子深刻蚀技术、平面工艺、薄膜工艺、化学沉淀与溶/凝胶工艺、超细粉料及纳米粉料等微机械加工等关键的基础上,研制出微型压力传感器、谐振式力敏传感器、微腔压容式 FET 压力传感器、气敏器件和可以同国外媲美的霍尔元件。

(3) 传感器新产品开发方面。已经开发了 74 个系列 132 种品种的传感器新产品。其中,70% 的新产品已经在各个经济领域中获得应用,40% 的新产品形成了批量生产能力。例如:长期依赖进口的 3~50kPa 工业变送器用的扩散硅压力传感器和工业变送器的配套能力达到了批量生产水平,其精度达到 0.2 级,经时稳定性(时间稳定性)达到 0.2%/6 个月。已建成年产 500 万支高性能 NTC 热敏电阻的生产线,并投放市场。此外,一批新产品,如称量传感器、湿度传感器、压力传感器、耐腐蚀的力敏传感器、过载压力传感器、电流/功率传感器、热敏电阻网络、PN 结感温元件、PTC 消磁热敏电阻、硅集成霍尔元件、应变式力传感器及非加热燃气 LPG 气敏元件等已投入批量生产并供应国内外市场。

(4) 传感器的可靠性技术方面。通过力敏、热敏、磁敏、湿敏和气敏等五类传感器的可靠性试验,制订了传感器可靠性试验的总技术条件,并研究了在各种应力条件下的失效机理、失效模式和失效分布,使可靠性技术指标提高 1~2 个数量级,推动了传感器产品的生产和销售。

我国近期传感器科技攻关的目标是:提高传感器的技术水平、可靠性水平和产业化程度;实现两个转变——向提高企业技术进步转变,向提高市场占有率转变,加强三个结合——共性关键技术与应用技术相结合,典型品种开发与产品系列化相结合,研究开发与工程化相结合。

在制造环境中,合格评定、过程监视与控制中频繁地应用检测传感器。典型的评定活动,包括漏泄探测、尺寸测量、机械和电性能的测定、校准检测等。它是一种预报功能,通过检测作业的结果,确认它们是否满足技术要求或公差,是为制造过程质量控制服务的。因为,产品和服务的质量是企业进行市场竞争的基础,而质量、成本和交货期构成了现代企业竞争力的三大要素。质量评定、质量过程的监视与控制都离不开测量和测试。而传感器及其信号检测系统,是评定、监视和控制的关键元器件或子系统。

现代控制技术,特别是制造系统的控制,普遍的趋势是利用检测传感器系统的反馈信息构成闭环控制系统。因为,开环系统不能觉察输入与输出间的关系中输出特性是否满足规定的技术要求的目标值;不能从输出的实际情况修正输入,以保持规定的目标值。而闭环系统则相反,它可以觉察系统的输出是否满足规定的技术要求的目标值;可以按输出与目标的偏离值对系统的输入进行修正,以调整输出符合目标值分散范围的容差。所以,对于现代质量控制和制造系统的控制,都趋向于利用传感器检测系统构成反馈控制系统,以提高质量、降低成本、缩短交货期。这里所谓提高质量,主要是指提高产品质量形成过程的稳定性,即产品质量水平的一致性和降低废品率。

从先进制造角度看,我们已经悄悄地进入知识经济时代。现代企业已经把弗朗西斯·培根主张的“知识就是力量”改为“知识就是金钱”,主张“计算机化公司(Cybercorp)”。这种新型公司,要求利用包括传感器在内的电子手段,对其运行的重要项目实施不间断的监视与控制。

因此,这种公司、企业要利用各种各样的传感器,从条形码到各种无线发射的自动传感器,以提供商品销售状况、物料运行和物品配送及远距加工和设计的及时信息。其中,以卫星发射器为工具的全球定位系统,可以达到相当高的定位精度,可以为全球化制造企业及时提供要求的各种数据和信息。

### 3.4.1.2 机械加工过程的传感检测技术

切削过程和机床运行过程的传感技术:

切削过程传感检测的目的在于优化切削过程的生产率、制造成本或(金属)材料的切除率等。切削过程传感检测的目标有切削过程的切削力及其变化、切削过程颤振、刀具与工件的接触、切削时切屑的状态及切削过程辨识等,而最重要的传感参数有切削力、切削过程振动、切削过程声发射和切削过程电动机的功率等。对于机床的运行来讲,主要的传感检测目标有驱动系统、轴承与回转系统、温度的监测与控制及安全性等,其传感参数有机床的故障停机时间、被加工件的表面粗糙度和加工精度、功率、机床状态与冷却润滑油的流量等。

(1) 切削过程技术。

1) 切削力的探测。切削力是评价加工条件和切削过程最常用的技术参数,也是自适应控制系统常用的传感参数。根据切削力信号,可以间接判断加工载荷、切削过程颤振及切/磨过程刀具/砂轮的失效状况(破损或磨损)等。

切削力的探测是实时检测切削力随时间(或切削过程)的变化量。主要的传感器采用动态测力仪、应变片或多种力传感器,其主要特点是:动态测力仪虽然可靠而且很灵敏,但常常难于实用化而多用于实验系统中;应变片适于现场应用,但安装不够简便,虽然可以通过功率和扭矩的检测传感信号推算出切削力值,但这类方法有检测灵敏度低、延迟时间长的缺点。常用的切削力传感方法如表 5.4-2 所示。另外,有一种基于小型化的液体静力学元件(MIH-Cell)的力与力矩测量器件。它是由无气体存在的可压缩式密封金属容器组成的,其灵敏度高于半导体应变片,分辨率达到 4.5~11.25V/N(20~50V/lb)。它可以装于机床主轴或丝杠部件内,亦可外装于工作台或专用刀架上。

表 5.4-2 切削力的传感方法

传感方法		示 例		
		传感器	分辨率、范围	主要特征
动态测量法	应变片型 压电型 加速度计型	压电负荷单元,可组成三维分量	分辨率: 0.01N 范围: $F_x$ 、 $F_y$ 、 $F_z$ 均为: $\pm 5N$	高灵敏度; 价廉; 易获得, 但多数只适用于实验室
机床内的检测法	用变形传感器或载荷单元探测架变形 用变形片或传感器探测主轴变形	铣床用的激励线圈与扭矩探测线圈	分辨率: 2N 范围: $F_x$ 、 $F_y$ 为 0.5kN, $F_z$ 为 1.0kN	简便不复杂 工作精度取决于传感器的检测精度 现主要用于实验室
简化法	用电流表或瓦特表测量电动机功率 用压力传感器探测轴承承受的压力	电动机电流与切削力的对应关系	分辨率: 100N 范围: $F_x$ 与 $F_y$ 为 1.0kN, $F_z$ 为 2.0kN	便于使用, 成本低 低灵敏度 可应用于工业

2) 颤震探测传感。颤震现象与大多数切削与磨削过程的系统动力学不稳定性相关,经常可以由于刀具/砂轮与工件子系统的振动而引发。它的出现降低了被加工件已加工表面的质量,特别是使表面粗糙度增大,限制了机床的生产效率,并可能引发紧固环节的松动而酿成事故。此外,它还使刀具/砂轮的失效率(磨损与破损)加快。

对它的传感方法可分为直接法和间接法两大类。直接法可以直接测定机床的振动,也可以从颤震时切削力的变化中获取;间接法是通过颤震伴随效应的传感检测来间接表征颤震的,如表5.4-3所示。振动传感器可以装于工作台或刀架上。动态测量仪则较早已用于铣床和车床加工中。由于颤震频率常常达到数百赫兹以上,故其响应频率为800Hz,常感不够。为此,开发了频率响应在2000Hz以上的新型动态测量仪。利用应变片传感振动信号时,常把应变片装入机床主轴部件内。20世纪80年代后期开发的热电势颤震检测传感法是利用刀具与同机床(如车床)其他零部件绝缘的工件形成闭合电路,利用刀具与工件间的热电偶原理实现传感检测。当切削颤震出现时,刀具与工件间的接触区域和接触压力有较大的变化,引起热电动势的变化。经FFT分析后可获得热电动势的功率谱密度。试验证实,在10Hz对应的功率谱峰值出现时,表征颤震出现了。这种方法成本低,易于操作,但其切削参数和刀/工件材料间交互作用的研究仍需要进一步拓展。间接法常通过对振痕、裂纹或表面局部不规则性等信息的传感检测来间接地探测切削颤震的出现。因此,常用光学方法来传感,如利用激光扫描系统探测磨削表面振痕和局部的不规则现象,但其实用性较差。此外,还开发了一种利用噪声振动(传声器)传感颤震的方法,并建立了噪声电平的峰值间隔模型,可预测颤震的出现。但它还需进一步验证多种切削条件下的可靠性。

表 5.4-3 颤震传感法

传感方法	示 例	
	频率响应	主要特性
直接法	振动传感器 动态测量仪 应变片 热电动势	超低频或2~40kHz(加速度计) 800~2000Hz 约300Hz 约100Hz 灵敏度较高、可靠、易获得、可实用化 高灵敏度、可靠、实验室用为主、高频响应 高灵敏度、可靠、实验室用 使用简单、灵敏度稍低、实验室研究用
	光学法 声学法	500Hz 700Hz 非接触、灵敏度低、可靠性差、实验用 非接触、灵敏度低、可靠性差、易获得

3) 切屑状况探测传感。在高速、超高速加工和自动化制造中,切屑状况的监测是极为重要的事。因为它直接影响过程的进行、安全性和已加工表面的质量,所以已成为很活跃的研究开发领域,主要提出两种传感检测方法:用辐射高温计传感刀具的切屑状态和利用测定平均切削温度来识别切屑的状态。但由于它比较贵,尚限于实验研究领域采用;利用声发射传感器、刀具动态测量仪或刀具/工件热电偶传感法的谱分析技术探测切屑状态的变化。这类方法成功的关键是传感的灵敏度、可靠性及对信号的处理、特征提取与识别规律的掌握。虽然在实验研究中已可以识别带状屑、卷屑

和积屑瘤的出现,但还要再努力才可能成为工业应用技术。

4) 刀具—工件碰撞传感。对于先进制造技术来讲,为提高机床加工效率,常常要求提高进给率,特别是在空刀时应尽量加快进给。因此,刀具与工件的碰撞成为重要的监视内容。对刀具—工件碰撞的传感常分为两类,即碰撞后探测法和碰撞前探测法,如表5.4-4所示,碰撞后探测法是利用装在机床主轴上的应变片组成的扭矩传感器来传感碰撞后的信号,以便在发生严重的碰撞故障前发现刀具/工件间的轻微碰撞,因而这种探测法一定要灵敏且可靠。现有的研究表明,声发射接触传感器是灵敏而可靠的,且是实时性强的传感检测法,已进入工业应用阶段而广泛地用于磨削加工中。碰撞前探测法是在刀具与工件趋近到物理接触前进行探测传感。其中最佳的传感方法是气隙—磁力传感器。把激励线圈、接收线圈分别装于主轴箱体与刀具两方,当刀具—工件间距离改变而引起磁力线的变化时,对应间隙值的磁感应强度变强,从而按预先设定的阈值发出改变进给率的控制信号。这种磁传感器受工件材料的影响。

表 5.4-4 刀具—工件碰撞传感

传感方法	传感器的主要特性	
	传感器	主要特性
碰撞后	应变片扭矩仪	要求响应能力的应变片,主要用于实验室 要求严格控制刀具停止速度
	声发射接触仪	灵敏,接触分辨率 $\leq 1\mu\text{m}$ ,响应时间为0.25ms(已实用化)
碰撞前	投影仪 气隙—磁力传感器	随机选择间隙 要求高分辨率的间隙传感(不超过几个微米) 实验室用

5) 切削过程识别的传感。切削过程识别是一个有丰富内含的概念。现代制造技术要求识别切削过程,以便为切削过程的本质、建模和模拟仿真的研究提供可靠的实时信息;对切削过程和刀具几何参数的控制、刀具失效和工件状态等提供信息,以便使磨削与切削过程优化。当今,以声发射传感和动态测量仪及光视法为主,亦配合电流/功率、力/力矩和切削温度等传感法。虽然众多的研究证明,AE法是首选的,但由于切削过程识别的复杂性和多目标性,常常采用多传感器单一目标融合传感法和多传感器多目标传感法,它们已经成为传感技术和监控技术最热门的领域,但这方面的深入研究工作既多又广。它将在制造科学的发展中、在虚拟制造(VM)和虚拟现实制造(VRM)的开发及过程监视与控制的研究开发中快速发展。

(2) 机床运行过程技术。机床的工作精度对其加工精度和加工质量有重要的影响。力效应、热效应和机床运动系统的动态误差等对机床的精度和动态特性有显著的影响。所以,要求监视和控制机床的运行及其过程。为此,经常要求有以下三类传感。

1) 驱动系统的检测传感。为了实现对机床驱动系统的位移(线位移与角位移)的监视,并提供偏离目标值的反馈信号,经常采用多种传感器来完成信息的采集任务。激光干涉仪、旋转变压器和线纹尺等位移传感器的主要特性如表5.4-5所示。例如:螺纹磨床的自动修正系统,其传感器有

由双频激光干涉仪系统构成的线位移传感器和由它与光学增益编码器组成的角度数字传感器。该系统的分辨率可以达到  $0.5\mu\text{m}$  或更高。

表 5.4-5 位移(置)传感器

传感器	分辨率	主要特征
激光干涉仪系统	约为 $2\text{nm}$	精度最高,但要求仔细校准,价格贵
旋转变压器	$0.25\sim 2.5\mu\text{m}$	易于使用,可靠,不贵
线纹尺	$0.1\sim 0.5\mu\text{m}$	进行直接测量,操作较复杂,成本较高

为了获取精密的零件,要求把驱动系统终端输出与对理论目标值的偏离值作为反馈信号,以便对精度进行反馈控制。在这种加工精度反馈控制(又称精度补偿或修正)中,位置的分辨率是重要的传感量。激光干涉系统常被用来作为位移(置)误差反馈传感器。工业实践证明,利用这类高分辨率传感系统可以使加工误差减少 90%。但由于干扰测量对环境条件的苛刻要求,其工业应用范围较小。

2) 主轴和回转系统的检测传感。主轴轴承和主轴部件的回转误差对工件的圆度有很大的影响。一种先进的主轴系统采用回转码盘精密地测定主轴的回转误差,可以实现纳米级分辨率的传感检测,其微机补偿系统可以把主轴偏差控制在  $0.05\mu\text{m}$  以下。但该系统比较贵。20 世纪 80 年代初开始的三点接触圆度与圆柱度的检测传感法已在我国大型尺寸零件圆度与圆柱度的加工测量中应用。它是电感传感器和三点测量法在大型精密零件加工中的典型应用。

由于热变形将改变主轴的预紧状况,在滚柱轴承支承系统中,这一问题尤为严重。为此,采用基于应变片或声发射传感器的温度补偿系统对之进行监视与控制。

在主轴和回转部件监视中,还采用以下检测传感器:探测监视轴承变形的感应传感器或涡流传感器、监视卡盘夹紧状况的载荷单元传感器、在线齿轮监视系统的角度传感器、监视主轴回转误差的示波器监视传感器系统等。

3) 机床状态监视传感。基于扭矩、电流/功率的机床状态监视系统采用传感主轴或进给电动机的电流、电压和功率的霍尔传感器,传感冷却液供应时机的切削扭矩传感器,传感运动件间接近状况的涡流传感器,传感接触状况的声发射传感器或光学传感器和进行扭矩自适应控制的扭矩传感器等。此外,也经常采用为进行机床热变形误差补偿的温度传感器。

### 3.4.1.3 工件的过程传感

与刀具和机床的过程监视技术相比,工件的过程监视是研究和应用最早、最多的。它们多数以工件加工质量控制为目标。20 世纪 80 年代以来,工件识别和工件安装位姿监视要求也提到日程上来。粗略地讲,工序识别是为辨识所执行的加工工序是否是工(零)件加工要求的工序;工件识别是辨识送入机床待加工的工件或者毛坯是否是要求加工的工件或毛坯,同时还要求辨识工件安装的位姿是否是工艺规程要求的位姿。此外,还可以利用工件识别和工件安装监视传感待加工毛坯或工件的加工裕量和表面缺陷。与工件的过程监视密切相关的另一类监视是工艺过程监视,如加工表面粗糙度,表面特性质量,尺寸、形状与位置精度的实时监视或在机监视。由于它们与加工过程质量、提高成品率和生产率、降低加工成本、缩短交货期密切相关,正在日益受到重视。

完成这些识别与监视将采用或开发许多传感器,如基于 TV 或 CCD 的机器视觉传感器、激光表面粗糙度传感系统,以及前述的多种传感器。下面主要介绍尺寸与形状误差传感和表面粗糙度传感。

(1) 工件尺寸与形状误差的传感。从测量原理角度,其传感检测法可分为直接测量法与间接测量法两大类。所谓直接测量法,是直接检测工(零)件的尺寸与形状误差或利用作为标准的标准工(零)件与之组成的匹配副来完成测量;间接测量法是检测达到最终尺寸前的倒数第二个工(零)件的尺寸与形状误差、刀具运动精度或刀尖位置精度,间接保证最终尺寸与形状精度的测量方法。直接测量法与间接测量法的比较见表 5.4-6。常用的传感器见表 5.4-7。而近些年利用线性可调微分(差动)传感器(LVDT)和固定于工件上的扫描标准母盘,可以降低工件圆度误差的 50%。

(2) 表面粗糙度传感。表面技术的发展要求对表面形貌、表面粗糙度、表面组分与结构及性能进行观测。微观的观测技术的发展为它们的测量提供了纳米(nm)级,甚至埃级( $1\text{\AA}=0.1\text{nm}$ )的检测方法。但这些高精度的表面形貌、组分、结构和性能测定法还只限于离线的样件检测。在过程传感中,目前仍以表面粗糙度和表面缺陷检测传感为主要目标。虽然已经开发出原位观测的过程检测传感方法,但它们仍只能用于研究与实验中,还不适于工业应用。在线和实时表面检测传感方法多以光学法为主。这是因为它们具有快速检测和识别能力。尽管光学方法多种多样,但适于工业环境应用的方法只有有限的几种。

表 5.4-6 直接测量法与间接测量法的比较

方法	直接测量法	间接测量法
项目		
传感检测原理	直接测定或用标准件匹配测定	检测倒数第二个尺寸/形状误差或刀具位置或运动误差
主要特征	可测范围在传感检测装置极限范围以内;内径与复杂形状检测困难 将刀具磨损、机床变形和工件变形误差包含在内;目前,多数用于中低精度机床上	可测范围大;可用于内孔与复杂形状的检测;刀具、机床和工件变形误差不影响检测精度;多用于中高精度机床上

表 5.4-7 尺寸与形状的检测传感

传感检测方法	一般特性	示例(按 100mm 计)	
		直接测量法	间接测量法
机械式	摩擦轮 易于操作 易于信号处理 可靠	分辨率: $4\sim 6\mu\text{m}$ 精度: $10\mu\text{m}$ 可以工业应用	1
	卡规型 触头接触 磨损 增益和分辨率低	分辨率: $1\mu\text{m}$ 精度: $\pm 3\mu\text{m}$ 可成功地应用	00
光学式	光学测微仪 高灵敏度, 可遥感 系统校准难 难于操作, 应进一步进行 实用化开发	分辨率: $1\mu\text{m}$ 精度: $8\sim 10\mu\text{m}$ 要求抗干扰(工业电视、ITV)	分辨率: $0.5\mu\text{m}$ 精度: $5\sim 10\mu\text{m}$ 要求改进可靠性(激光光学规与 ITV)
	光学反射法	分辨率: $1\mu\text{m}$ 精度: $8\sim 12\mu\text{m}$ 要求抗干扰	分辨率: $0.5\mu\text{m}$ 精度: $5\sim 10\mu\text{m}$ 要求进一步提高可靠性



续表

传感检测方法		一般特性	示例 (按 100nm 计)	
			直接测量法	间接测量法
气动式	背压探测、流量与流速探测	实用, 增益高, 低响应, 低耐用度, 量程小	分辨率: $\leq 1\mu\text{m}$ 精度: $2\mu\text{m}$ 有工业应用前途	分辨率: $2\mu\text{m}$ 精度: $10\mu\text{m}$ 有工业应用前途
超声式	传播时间探测	可靠性好, 可远距传感, 耐用度低, 操作稍复杂	分辨率: $1\mu\text{m}$ 精度: $\pm 2\mu\text{m}$ 有发展前途, 可工业应用	分辨率: $4\sim 6\mu\text{m}$ 精度: $\pm 10\mu\text{m}$ 有发展前途
电子式	感应法电容法	高灵敏度, 快速响应, 可靠, 受工件材料变化影响	1	分辨率: $1\mu\text{m}$ 精度: $10\mu\text{m}$ 主要用于实验室
温度探测	温度检测	用于复杂形状工件, 低灵敏度, 实用性差	0	分辨率: $4\mu\text{m}$ 精度: $5\mu\text{m}$ 主要用于实验室
	有限元法	无需检测装置, 主要取决于模型精度, 灵敏度低	2	分辨率: $5\mu\text{m}$ 精度: $7\mu\text{m}$ 主要用于研究

光学检测传感表面粗糙度的方法, 同样可分直接法与间

表 5.4-9

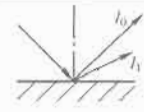
表面粗糙度间接传感法

特征方法	最好示例				主要特性	研究状况
	分辨率( $\mu\text{m}$ )	精度( $\mu\text{m}$ )	范围( $\mu\text{m}$ )	速度		
干涉法	1	3~5	2~80	快	易于校准 对表面粗糙度传感有效	已用于实验室, 有应用前景
镜面反射法	0.1	2	1~3	快	对相对光滑表面有效 精度决定于探测器	用于实验室
斑纹法	0.01	$\pm 0.2$	0.1~0.2	相当快	对光滑表面有效 用于高斯高度分布处 测量范围窄	有应用前景, 可商品化
椭球面法	0.01	0.1	0.01~1.2	相当快	对光滑表面有效 需仔细校准	工程表面测量用, 需进一步改进
角度分布法	2	$\pm 5$	未定	慢	无实用价值 需高速信号处理	无发展前途
光扫描法	1	5	2~20	慢	对粗糙表面有效 需高速信号处理	处于研究开发中, 有应用前途
直接法	0.5	3	2~80	快	需仔细校准; 精度取决于光斑尺寸	处于研究开发中

一些先进的干涉和斑纹反射法技术状况如表 5.4-10 所示。

在表 5.4-10 中, 比值测量法的优点是光强与表面粗糙度间的特性曲线, 在不同工件材料时不会产生大的变化。表中各种方法主要用作粗糙度识别比较器, 而不是粗糙度参数检测传感器。

表 5.4-10 先进的干涉和斑纹反射法技术状况

示例与特性		代表示例与特性					
测量原理		竖直方向分辨率 ( $\mu\text{m}$ )	精度 ( $\mu\text{m}$ )	范围 ( $\mu\text{m}$ )	备 注		
比值测量		0.1	约 0.4	0.05~ 0.5	白炽灯光 源 磨削测量 有应用前 景		
	反射光强度 $\alpha_0$ /反射角右侧光 强 $I_1$						

接法。直接法是利用很窄的光束进行点到点的扫描表面起伏的高度, 直接获取表面粗糙度信息。间接法则是测定表面光学特性而间接评价表面粗糙度的检测方法。它们间的比较如表 5.4-8 所示。

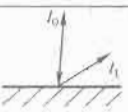
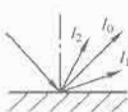
表 5.4-8 直接法与间接法的比较

方法	直接法	间接法
检测原理	光束点到点表面高度扫描	检测面的光学特性
一般特性	获取表面粗糙度高度, 可测定表面轮廓, 系统校准困难, 对车/磨削比较有效, 分辨率取决于光束光斑尺寸	要求建立检测结果与表面粗糙度评价指标的关系模型, 不可获得表面轮廓, 校准相对容易, 所有过程均可用, 取决于工件材料

直接法的方案之一是利用激光束和光敏二极管组成的传感系统。激光束照射到工件表面的束斑直径在几个微米以内。采用两束激光束和两个光敏二极管的系统可以测出工件圆周和进定方向上的表面粗糙度。实验证明, 其分辨率为  $0.5\mu\text{m}$ , 测量精度约为  $3\mu\text{m}$ 。简化系统的校准是重要的应用工程问题。

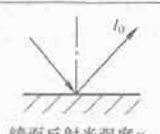
间接法传感器技术如表 5.4-9 所示。

续表

示例与特性		代表示例与特性		
测量原理		垂直方向分辨率( $\mu\text{m}$ )	精度( $\mu\text{m}$ )	范围( $\mu\text{m}$ )
比值测量		1.0	3	5~80
	表面法向反射光强度 $I_0$ /偏离方向的返回散射光强 $\alpha_1$			
				
总的散射光强度 $\alpha_0$		0.2	0.2	0.2~2.5
		备注		
		卤族灯光源, 车削测量, 最有前途		
		氦氖激光光源, 磨削, 研究开发中/实验室用		
		白炽灯光源, 车削, 实验室用		



续表

示例与特性		代表示例与特性			
测量原理		垂直 方向 分辨率 ( $\mu\text{m}$ )	精度 ( $\mu\text{m}$ )	范围 ( $\mu\text{m}$ )	备 注
镜面反射		0.1	0.5	1~3	白炽灯光 源 车削 实验室用

### 3.4.2 传感器的组成、分类和典型的传感器

传感器是能感受规定的被测量，并按一定的规律性转换成可用输出信号的器件或装置，通常由敏感元件和转换元件组成。而敏感元件是传感器中能直接感知或响应被测量的元件；转换元件是传感器中能把要敏感元件感知的或响应的被测量的信号转换成适于传输、处理或测量的电信号的部分。传感器又称换能器或变换器，有时也称为敏感元件，如把温度传感器称为热敏元件。随着科学和技术的发展，传感器向小型化、集成化和智能化方向发展。利用制作工艺的进步，特别是微/纳米加工技术的利用，传感器向小型化方向发展。同时它还向功能集成（多种传感检测功能的结合）、结构集成（把传感器同其预处理电路集成起来，甚至将 A/D 转换器件与发射装置等也集成在一起）和技术集成（多种技术的集成）方向发展。传感器与智能技术（人工智能）的结合，开发出硅膜片压力敏感元件同精度和漂移修正结合的智能型传感器。有的智能型传感器不仅有感知功能与信号处理功能，还有识别判断能力，如美国开发的灵捷传感器（又称为灵捷器件）。

由于传感器应用领域多、面广，其品种和规格繁多，传感器的构成相当复杂。因此，从传感器的构成角度进行简要介绍。

（1）能量变换型。它是无源型传感器，无须外加电源。传感器的功能就是将对象被测对象的信号能量变换成电压或电流信号能量。其组成比较简单，一般是敏感元件与转换元件合一的，只需构成转换电路就可将电信号输出。为了提高传感品质，减少附加效应引起的信号失真（即降低噪声），除上述基本组成外，还要添加一些必要的组成单元，例如：在声发射传感器的敏感—变换元件（压电晶体或压电陶瓷件）上附加声匹配并起降低声波反射作用的背衬件就是这类单元。

（2）有源型。它要求提供外加能量才能将信号转换成电信号，如声表面波传感器、感应同步器等。其外加电源供给转换电路。

（3）阻抗变换型。这类传感器首先把感受到的被测量信号变换成电路中的阻抗参数（电阻、电容或电感量），再由有外加电流的变换电路输出对应的电信号。

（4）中间变量型。这类传感器的敏感元件感受到的信号要经过中间变量的变换后才能从变换电路中输出相应的电气量。如力传感中，敏感元件受力后变换成变形或应力/应变，只有通过应变片等转换元件才能使之变换成变换电路中的阻抗参数变化，才有可能通过有源的变换电路输出电信号。有时这种中间变换要进行多次，其中有的中间变换也可以是无源型的变换。

（5）参比补偿器型。这类传感器利用有补偿功能的敏感元件与传感用的敏感元件对比，补偿消除环境温度或电源波动的影响，如用温度补偿片与压电元件构成可以减少温度变

化影响的压电式压力传感器。

（6）差动型。采用差动的构成方式，以提高传感器的品质（灵敏度、线性度等），消除或降低环境变化的影响，如精密检测用的线性可调差动传感器（LVDT）。

此外，还有自成闭环系统的反馈型构成方式。其中的敏感元件或变换元件兼有反馈功能，使传感器自成闭环系统，如差动电容平衡式加速度传感器。

传感器的分类如下：

（1）按传感器的工作原理分类。根据传感器的工作原理的学科性，一般分成物理型、化学型和生物型三类。

物理型传感器是指利用变换元件的物理效应制成的传感器。例如：利用压电陶瓷或压电晶体的压电效应构成的压电传感器等。它们的命名常常根据效应来进行。

化学型传感器是指利用电化学效应，将有机或无机物质的组分、浓度等转换成电信号的传感器。例如：利用离子选择性电极测定溶液的 pH 值或离子浓度。化学传感器的核心是离子选择性敏感膜。它们有玻璃膜、单晶膜与多晶膜等固体膜，和正、负电荷载体膜与中性载体膜等液体膜。近年来的发展是把膜技术同场效应晶体管结合起来发展离子选择性电极。它可以测量无机溶液和气体、血清与葡萄糖中的组分。

生物传感器是利用生物活性物质的选择性识别和测定生物化学物质的传感器。生物活性物质的识别功能是指其对某种物质的选择性亲和力。利用这种选择性亲和力判断某种物质是否存在，其浓度是多少，再利用电化学方法将之转换成电信号。生物传感器由功能识别物质和电、光信号转换装置两部分组成。前者的功能是识别被测物质，后者的功能是把功能膜上识别被测物质生成的化学反应转换成电信号或光信号。

（2）按传感器的输入参数分类。按照这种分法，将传感器分成力、压力、位移、速度、加速度、流速、温度、湿度、黏度与浓度等传感器。这种分类法在工业界比较常用。

（3）按应用对象或范围分类。按这种分类法，应用于医疗行业中的传感器常被按检测器官命名，如心音传感器、心电传感器和脉搏传感器等。工业中把用于测量振动的传感器称为振动（测量）传感器，把测量液体表面位置的传感器称为液位传感器等。

（4）按是否需要外部能源分类。分有源型和无源型。有源型要求外加电源才能工作；而无源型无需外加电源就能工作。前者如电阻式、电容式和电感式传感器；后者如压电式、光电式和热电式等传感器。

（5）按输出信号特征分类。可分为数字式和模拟式两类。绝大多数现行传感器是模拟式传感器。

### 3.4.3 典型的传感器

对于制造领域而言，所应用的传感器主要有以下几类。

（1）力传感器。

1）机械式。利用弹性环节为敏感元件把被传感的力变换为弹性变形，用机械指标仪表测定变形位移，以位移值表征被测力。

2）液压式。利用液压元件作为力的敏感元件，将力变为油压的变化。20 世纪 80 年代末期，开发出一种小型化液体静压力传感器元件（MIH-Cell），可测定轴向力、侧向力和力矩，其分辨率可高达 4.5~11.25V/N。

3）压电式。利用压电晶体（如石英晶体）或压电陶瓷（如 PZT）的压电效应，将力直接转换为电平信号，如石英晶体在载荷力的作用下，其 X、Y 轴上产生电荷  $q_x$  与  $q_y$ ，

而Z轴无电荷产生,X轴称为电轴,Y轴称为机械轴,Z轴为光轴,载荷力使该石英晶体产生的电荷可表达为

$$d_1 = 23.1 \times 10^{-12} \text{ C/N} \quad (5.4-1)$$

式中: $d_1$ 为压电常数。

4) 电阻式。利用灵敏的电阻片或集成电阻片作为力传感的变换元件,以电阻值的变化表征力的变化。它有灵敏度高、刚性好,可测静、动态力或力分量等优点;其不足之处是,易受切削温度的影响。这种力传感器的敏感元件多采用弹性元件。

5) 从功率测定力。机床的切/磨削功率 $P$ 、主切削力 $F_z$ 和切削/磨削速度 $v$ 呈如下关系:

$$F_z = P/v \quad (5.4-2)$$

利用功率测定值来确定 $F_z$ 力。

(2) 声发射传感器。经过近20年的研究与开发,声发射传感器已经成为制造过程和装备监视中经常考虑选用的传感器。其工业应用中的主要形式有:

1) 压电式声发射(AE)传感器。利用压电晶体,如PZT-5作为敏感与变换元件。实践证明,宽带高精度AE传感器要求压电晶体有独特的点接触式几何形状,且还应在其上附加声阻抗匹配材料件的背衬,以消除或减少透过压电晶体元件的声波因界面反射而再度返回压电晶体形成的次生压电效应,使AE传感器输出信号的噪声减少,其典型结构见中国专利(CN87214610.3)。AE传感器是按自身的谐振特性实现传感的,它可检测60kHz~100MHz的声发射信号。同压电式加速度计不同,两者的传感工作原理不同。压电式加速度计在结构上要求有惯性质量块,且要求在线性频段上工作,其可测的加速度信号频带为1Hz~20kHz,且压电式加速度计为二阶系统,不能获得高的谐振频率。故有人粗略地认为,压电式加速度传感器相当于一个低频的AE传感器。

2) 电容式AE传感器。它是一种非接触式传感器,与下面将要介绍的激光AE传感器均属校准用的传感器。当忽略边缘效应的影响时,平板电容 $C$ 可表示为

$$C = \epsilon A / \delta \quad (5.4-3)$$

式中: $\delta$ 为两平板间的距离,即传感器到被测表面的距离,m; $A$ 为传感器覆盖的有效面积, $\text{m}^2$ ; $\epsilon$ 为极板间介质的介电常数, $\text{F/m}$ 。

当 $\delta$ 变化时,称这种电容传感器为极距变化型电容传感器。利用极距变化型电容传感器测定AE波引起的表面位移变化量,实现对AE波的传感。

3) 激光AE传感器。利用激光扫描被AE波作用的表面,用光敏器件将位移变化量变换为电量,实现对AE波的探测。

(3) CCD图像传感器。它是称为电荷耦合的半导体器件,分线阵和面阵两类。它可以把光学信号转换成电脉冲信号,且每个脉冲反映一个光敏元的受光情况。脉冲的幅值反映光敏元受光的强弱,输出脉冲的顺序可以反映光敏元的位置,形成图像的传感。光敏元接受正面或背面照射的光,按照光生电荷效应,受光时光敏元产生电荷,且光强越强,产生的电荷就越多。再利用转移栅顺序地转换每个光敏元上的电荷给输出二极管,生成顺序的电脉冲输出。线阵CCD有512~5000位,像元尺寸( $\mu\text{m}^2$ )为 $7 \times 7 \sim 14 \times 14$ ;面阵CCD有 $245 \times 492 \sim 1024 \times 1024$ 位。阵列单元的响应一致性为 $\pm 4\% \sim \pm 14\%$ 。最大扫描速度为2~10MHz。

它们可用于尺寸自动检测、光学图像检测和安全监视等领域。

(4) 光纤传感器。光纤传感器是在20世纪70年代中期发展起来的一种传感器技术。它是由中心的圆柱形掺杂的石英玻璃纤维和圆柱体外层组成的光传播介质。其中心圆柱纤维称为纤芯,外层称为包层。在包层外有护套,护套保持光纤的机械强度。纤芯与包层都由均匀介质组成。它们决定了光纤的导光能力。光在光纤内要达到全反射的要求,故纤芯的折射率要高于包层的折射率,目光线在纤芯里要保证界面上的人射角要大于临界面,以保证全反射。包层采用固体材料,护套多用尼龙材料。

光纤传感器是从光纤通信系统的光纤由于作用其上的应力、环境温度等因素对通信的有害影响的发现而发展起来的高灵敏度传感器。从1977年美国海军研究所执行光纤传感器系统计划开始,经过20世纪70年代末~20世纪80年代的发展,已开发出近百种光纤传感器,并被广泛地用于军事、科研、工业、商业和医学领域。美国以每年增长30%的速度扩大光纤传感器的销售量,到1993年已达到26亿美元。其他国家,如英国、日本都在研究、应用方面加大投入,或以巨资投建大型生产厂。从20世纪80年代以来,我国也积极开展研究、开发和应用。

光纤传感器主要有:

1) 光强调制型光纤传感器。光强的调制有内调制和外调制两种方法。内调制法的调制过程是通过光纤自身特性的变化来实现的。而外调法仅仅利用光纤作为光传导系统,光纤自身的特性并不改变,其调制过程发生在光纤以外的环节中。光强调制型光纤传感器是利用光纤感受被测对象变化引起光纤中光强的变化去实现对被测对象监视传感的。如微弯型光纤传感器,利用一根多模光纤置于微弯板间,当反力作用使微弯板发生微弯时,光纤因微弯的位移也产生微弯曲变形,从而使各传播模间产生耦合,通过纤芯功率的变化量测定,就可以确定弯曲位移的量值或所受的压力量值。利用光强的外调制原理,可以构成由发送光纤和接收光纤组成的天线型光纤传感器。它可以传感温度、压力与声场等变化,用于大型电动机、变压器的温度监测,煤气、液化气罐与火警的报警系统中,能可靠地实现传感。

利用上述光强调制原理构造的实用型光纤传感器,可以检测传感由温度压力等因素变化而引起的位移变化、速度和加速度等,广泛地被用于石油、机械等领域。它们中有倾斜镜式光纤加速度计、移动球镜光纤位移传感器、棱镜反射型液体检漏传感器、光纤液位传感器和膜片式光纤压力传感器等。

2) 相位调制型光纤传感器。利用单模光纤作为光路的干涉仪,可以排除相干光在空气中传播带来的空气扰动及声波的干扰而引起的空气中光程的变化造成的光学干涉仪工作不稳定性。光纤光波干涉可以把相位的变化转变为光能的变化。因而,光纤传感器可进行由光波相位变化和光纤干涉两部分组成的相位调制,以克服光探测器不能直接感受相位变化的不足。利用逆压电效应,将电信号转变为光纤几何尺寸的变化来实现相位调制或解调。相位调制光纤传感器是以被测量引起敏感光纤内传播的光波产生相位变化,再利用干涉测量技术把相位的变化变换成光强的变化,以传感被测量。在光纤干涉仪中,采用了相位调制光纤应变传感器、光纤电流传感器、光声气体光纤传感器和位移光纤传感器等。

此外,还有光波偏振调制型光纤传感器等。

### 3.4.4 传感器的特性及其评价

在先进制造领域中,传感器同其他制造产品一样,其市场竞争力是由许多因素决定的。但主要影响竞争力的因素是

传感器的功能、性能、质量(品质)、成本与交货期。对于相同或相近功能和交货期的传感器主要取决于其性能、品质和成本,它们构成传感评价的主要方面。

### 3.4.4.1 传感器的性能

按照传感器技术的习惯,把传感器的性能分为静态特性与动态特性。

(1) 静态特性。静态特性的测试条件规定为,在(101.3±8) kPa的标准大气压强,温度(20±5)℃和相对湿度≤85%,无冲击、振动和加速度的条件下,利用一定等级的标准器给出一系列输入量,而利用测得的对应输出值所绘制的曲线称为实际工作曲线或校准曲线。

1) 静态特性曲线。它指传感器在上述测试条件下,测出的输入与输出量的关系的校准曲线,其基本要求是当标准输入值为零时,输出值亦应为零,且输入与输出值成一定的对应关系。许多传感器的理想输入/输出量间呈线性或多种规定的高次多项式关系。差动式传感器利用两个输出之差有效地改善总的输出特性,提高灵敏度。当传感器的静态特性非线性度不高(方次较低)时,可用直线代替输出与输入的关系,用校准曲线同它的偏差 $\Delta$ 对满量程输出 $Y_F$ 的相对误差 $\gamma_L$ 表示。

$$\gamma_L = \pm (\Delta_{\max} / Y_F) \times 100\% \quad (5.4-4)$$

式中: $\Delta_{\max}$ 为最大偏差。

2) 静态灵敏度 $S$ 被定义为

$$S = \Delta Y / \Delta X \quad (5.4-5)$$

式中: $\Delta Y$ 为在稳态下传感器的输出变化量; $\Delta X$ 为在稳态下传感器的输入变化量。

3) 迟滞与重复性。传感器的迟滞是指输入值从增加到减小的连续变化时,其输出—输入曲线有不重合的现象。传感器的重复性是指输入按同一方向全程连续多次变化时特性曲线的不一致的分散程度。

4) 稳定性。它是指传感器较长时间工作时输出值随时间的变化,又称为经时稳定性或长时间工作稳定性。

5) 零漂。它是指传感器在零输入时输出的变化。它包括温度漂移和时间漂移两种。温度漂移是指外界温度变化时输出值的变化,常用温度变化1℃时零漂或灵敏度的变化值来表示。半导体敏感元件的温度漂移较大,要考虑补偿。时间漂移是指在规定的时间内,不变的室温条件下零输出的变化。对于需外加电源的有源型传感器,它指在标准电源条件下零输出的变化。

6) 抗干扰性与鲁棒性(稳健性)。抗干扰性是指传感器在干扰作用下,其输出保持不变的能力。鲁棒性是指传感器在存在模型误差(实际输出与模型理论值的差)和/或参数变动时,仍有良好的输入—输出特性。此时称为鲁棒性好,反之称鲁棒性差。

(2) 动态特性。

1) 频率响应特性。传感器的传递函数表征其转换特性。它与传感器的初始状态无关,只与其内部参数有关。当传感器处在稳定状态时,输入为正弦信号,用拉氏变换的自变量 $j\omega$ 代入其传递函数中,则得到频率响应函数(简称频率响应)。

2) 阶跃响应特性。它是指初始状态为零的传感器,在输入一个单位阶跃信号时其输出的响应信号特性。

### 3.4.4.2 传感器性能的评价

传感器的性能评价是按上述静态、动态特性分项提出的指标进行评价的。如传感器的静态特性常用校准曲线与实际输入/输出曲线的偏差对满量程输出值之比的相对误差 $\gamma_L$ 进

行评价;灵敏度用式(5.4-5)评价;用迟滞值评价其迟滞;用分散性评价重复性等等。

传感器的动态性能评价常采用以下指标:

(1) 频率响应特性的评价指标。

1) 频带(宽)。当传感器的增益在被测量规定的允差范围时,其频率的范围。并由高通频率和低通频率加以注明。

2) 时间常数。是传感器一阶频率特性的传递函数的时间常数 $\tau$ 。它主要用于一阶传感器,如温度传感器的动态特性评价中。

3) 固有频率。是传感器二阶频率特性的传递函数中的固有频率 $\omega_n$ 。它用于二阶传感器,如加速度传感器的动态特性评价中。

(2) 阶跃响应特性的评价。

1) 时间常数。是指一阶阶跃响应曲线由零升到0.632倍静态灵敏度时所需的时间。它越短,表示传感器响应越快,可近似地用于一阶传感器中。

2) 上升时间。是指输出值由某一低稳态值(如10%稳态值)达到90%或95%稳态值所需的时间。

3) 响应时间。是指输出值达到95%或98%(对应于5%或2%的允差)稳态值所需的时间。

4) 超调量 $\sigma$ 。若 $Y_m$ 表示阶跃响应的最大值, $Y_s$ 表示稳态值,则定义 $\sigma = (Y_m - Y_s) / Y_s$ ,通常取 $\sigma = Y_m - 1$ 。

5) 衰减度。是指瞬态过程中振荡幅值衰减的速度,常用相对比值的百分数表示。

(3) 传感器的信噪比。传感器的信噪比是指其信号的功率 $SP$ 与噪声功率 $NP$ 之比,用 $S/N$ 或 $SNR$ 表示。为使传感器能检出被传感量的微小变化,应该提高传感器的灵敏度并降低噪声。因此信噪比是传感器检出微小信号能力的评价指标。

(4) 传感器的误差。它是指传感器的实际输出与理论输出值的差。它除了用理论公式表达外,其评价主要靠实验结果的统计分析确定。在评定时要注意控制测量误差和干扰引起的误差。

## 3.5 数据采集及信息处理技术

### 3.5.1 检测和检验在先进制造中的作用

从18世纪的工业革命以来,两个多世纪以来的近/现代制造中,检验是保证质量的主要方式。似乎产品的质量是依赖于检验而获得的。以至时至今日,有少数制造厂仍然坚持这一概念。从20世纪60年代以来,特别是从1987年公布ISO 9000系列标准与实施产品质量全过程保障以来,人们开始从“依赖检验保证产品质量”的概念与活动转变成“从产品规划、设计到整个制造和产品使用的全过程、全寿命的质量保证”,从以生产者为主体的内部检验质量保证转变成社会承认的质量认证的保障体系。从日本实施全面质量控制(TQC)开始,否定了独立于制造活动之外的专职检测与检验活动保证质量的概念。在先进制造中,检测和检验的作用发生了质的变化。先进制造要求它们起以下作用:

(1) 为产品质量保证体系提供技术支撑。基于全过程概念的产品质量保证体系(以ISO 9000系列标准为依据),为了保证产品的质量必须依赖于质量信息的获取、处理和识别,以便实施全面质量管理(TQM)和质量形成过程的控制。为此目的,企业必须建立支撑它的测量系统。该系统的第一个功能就是向质量保证体系提供正确的质量检测方法与符合技术要求的合格计量器具(计量仪器及量具),定期审核这些计量器具,保证法制计量标准的正确传递和检测方法



的正确性,并提供检测或检验数据的处理、识别和评价方法。

(2) 审核产品与服务的质量。在先进制造中,测量系统的第二个功能是独立于产品质量保证系统之外,执行质量目标规定值满足状况的产品和服务的质量审核。它是检查和评定质量保证体系性能和可靠性的重要措施,也是保证产品规划和设计规定的技术要求能够正确实施的必要手段。

(3) 是核查质量目标的组织学习手段。所谓组织学习(Organizational Learning)是指独立地探测、评价和修正偏差,一旦出现偏差或差错,就采取组织修正措施,改变原有的目标或原来的决策。从组织学习观点看,无论是产品规划、产品设计与开发,还是产品过程设计与过程质量目标值的正确性,在ISO 9000系列标准规定的、基于TQM的产品质量保证体系中,是无法加以考查和修正的。因此,企业中的检测与检验活动的第三个功能是为目标值合理性提供独立于产品质量保证系统和上述测量系统的单回路组织学习的质量目标核查提供数据、信息和识别判断,以保证组织学习任务的实施。

为了发挥检测和检验的上述三类作用,必须改变对它们的认识,重视基于信息论的数据获取、数据处理、特征提取和识别,以及识别系统的学习与应用。

#### 自动检测的原理与方法:

检测和检验是制造过程中最基本的活动之一。通过检测和检验活动提供产品及其制造过程的质量信息,按照这些信息对产品的制造过程实施控制进行修正和补偿活动,使废品率与返修率降到最低程度,保证产品质量形成过程的稳定性及其产出产品的一致性。

传统的检测和检验主要依赖人,并主要靠手工方式完成。它既费时又耗资,使生产周期增长,生产成本增加。同时,传统的检验和检测活动主要是在加工制造过程之后进行,一旦检出废品,其损失已发生。此外,基于人工检测的信息,经常包含有人的误差(人差)的影响,按这样的信息控制制造过程,不仅要在过程后才可实施,而且也会引入人差的误差。因此,不能依赖这种信息实现实时或在机过程控制。

新的检测和检验常常是以多种先进的传感技术为基础的,且易于同计算机系统结合。在合适的软件支持下,这类自动化检测或检验系统可以自动地完成数据采集、处理、特征提取和识别,以及多种分析与计算。

#### 3.5.1.1 检测(Inspection)和检验(Testing)

在大多数情况下,检测和检验有不同的含义。

(1) 质量控制中的检测。检测是指为了确定产品、零件、组件和部件或原材料是否满足设计规定的质量标准和技术要求目标值而进行的测试/测量等质量检测活动。例如:按设计图样规定的有关标准对机械零件的尺寸、形状和相互位置精度、表面粗糙度与表面质量等指标的目标值满足状况进行测量、数据处理和评价的相关质量检测活动。

检测的目标是:

- 1) 实际测定产品(含零部件)的规定质量特性及其指标的数值。
- 2) 根据测得值的偏离状况,判定产品的质量水平(等级),确定废品。
- 3) 认定测量方法的正确性和对测量活动简化是否会影响对规定特征的控制。检测活动的实践中,第3)个目标的示例是:认定采用多种过/不过量规控制孔径、螺纹副加工质量是否满足产品质量标准的要求。

对规定的检测项目进行实际测量可获取制造过程各输入与输出阶段或工序的实测值,并可根据这些信息——时序实测值数列,确定其趋势与变动状况,调整制造过程,使生产能修正偏差,恢复正常的质量状态。采用简化测量,如用量规时,只能确定可否接受,但不能提供调整所需的信息,故不能实现质量控制。简化测量/检测的目的是节约测量时间,降低测量费用。

(2) 质量控制中的检验。检验又称试验,它是对产品功能和性能进行评定的一种质量控制方法。检验指的是在实际工作环境(现场条件)或设计规定的工作条件下,对产品的功能、性能和寿命进行测定、试验和评价的质量控制活动。通常只有通过检验的产品才能上市供应用户。检验分为两类:一类是破坏性试验,如高压破坏试验;另一类是无损检测试验,如高压容器的无损探伤等。产品的检验评价是设计改进或修改、制造过程改善的依据,特别是要求安全认证的产品,如汽车、摩托车、压力容器、家电与炊事用具等,必须重视安全检验的评价。

上述两类质量控制法,过去多以人为主体的来完成,为减少检测、检验的工作量,降低成本,从20世纪60年代以来,工业发达国家中的企业多采用质量控制法,并配置了多种先进、有效的自动检测装置与系统。

#### 3.5.1.2 统计质量控制(SQC)基础

统计质量控制是根据产品(含零件、组件、部件和原材料等)的抽样数据和统计分析结果对其质量进行推断,其理论基础是数理统计和概率论。抽样又称采样,是从产品中随机地抽出样件,对每一样件进行规定的质量特征项目的技术指标的检测或检验。在加工过程抽样中,质量特征指标是在制造过程中或制造过程刚完成后进行检测或检验,例如:孔径自动检测仪可以在孔的磨削过程中实时地进行孔径尺寸的检测,而孔磨削加工完成后,可以进行在线或离线的检测或检验。

(1) 制造中的偏差。任何一个制造工序必然存在偏差,利用足够精度且可靠的测量器具和正确的测量方法可以发现任何两个已加工工件或零件间的差异。根据误差理论,这种差异或偏差可分为两类。

1) 随机偏差。它是由随机因素引起的不确定性。例如:原材料或毛坯件的加工余量、材料的可加工性、材料的缺陷和硬度的不均匀性等的变化、加工参数和设备调整及运行中的变动性、加工过程的变动性(振动、力与热效应的影响)及参与者的人因(即人的因素)的变化等,就是引起随机偏差的因素。这类偏差的表现规律是:单个偏差(又称误差)的绝对值及其符号有不确定性和无法预测的特征,而对其样本总体的统计则服从分布的规律。最常见和最典型的随机偏差趋向于服从正态分布。前苏联国家计量院与其他国家专家学者的研究结论是:大多数计量器具的测量误差的分布同正态分布相差甚远。甚至有的专家研究后认为:没有一种实际情况会导致一个真正的正态分布。鉴于这些研究结果,美国把基于非正态分布和计算机的新型控制图技术列为20世纪90年代的国家研究的课题。试图以它代替基于手工的计算、假定服从正态分布的现行质量过程控制图技术。

2) 分配偏差。在制造过程处于稳定状态时,只存在随机偏差(系统误差可以设法消除)的过程被称为处在统计控制状态中。当制造过程脱离上述正常状态时所出现的偏差称为分配偏差,此时,制造过程处于不稳定状态。造成分配偏差(误差)的原因有刀具的失效、机床/机器装备的故障、原材料或坯件的缺陷、误操作和制造过程的突变等。在制造



过程中,当制造系统的输出误差偏离正常的统计分布范围时,分配误差就会自行显露出来。因此,制造/加工过程误差的稳定性的研究成为当代质量控制技术的重要研究课题。

(2) 过程能力。过程能力是指当制造过程处于统计控制状态时,制造过程输出所固有的正常变动的范围。按此定义,在生产中,过程能力等于6倍的标准方差 $\sigma$ 或 $\pm 3\sigma$ 。若制造过程处于统计控制中,则称该过程为稳定状态。在规划产品制造过程 and 选择制造过程时,必须保证产品的制造过程的过程能力(又称为固有允差极限)同产品设计要求的允差(公差)相匹配。在质量工程中,这种匹配关系用过程能力系数 $C_p$ 来度量, $C_p$ 被定义为

$$C_p = 2 \text{ 容差(公差)} / 6\sigma = 2\Delta / 6\sigma \quad (5.4-6)$$

$$\Delta = y - m$$

式中: $y$ 为产品输出的特征指标的实际值; $m$ 为该产品功能特征指标的目标值。

对于服从或可以用正态分布近似的制造过程,要求 $C_p \geq 1$ 。例如:为满足设计规定公差(容差)为0.025mm的零件的加工,若选取制造过程能力( $\pm 3\sigma$ ) $\leq \pm 0.025$ mm的过程,即 $C_{pi} \geq (2 \times 0.025) / (2 \times 0.025) = 1$ 的过程是与加工要求相匹配的;若选择 $\pm 0.03\sigma = \pm 0.03$ mm的过程,即 $C_p = (2 \times 0.025) / (2 \times 0.03) \approx 0.83 < 1$ 的过程,则不能满足要求,故是不匹配的。现今制造企业选取 $\pm 6\sigma$ 或 $\pm 9\sigma$ (飞机制造)作为容差限,故 $C_p = 2$ 或 $C_p = 3$ 。

(3) 控制图。统计质量控制的目标是识别制造过程超出统计控制范围时,指示应该采取的修正活动。现有的统计质量控制常用以下两种基本方法:

1) 接收抽样(Acceptance Sampling)。它由一批零件、原材料或配件中抽取样件,并决定是否接收这批零件、原材料或配件。其决策的根据是采集的样件检测或检验的数据的统计分析结果。在质量控制中,上下工序间或各加工阶段间零件或产品的检测也可以采用此种方法。但JIT(准时)生产制中,主张由供货厂商提供100%合格品,而不进行耗时费钱的接收抽样检验。

2) 控制图(Control Charts)。它是为了确定制造过程是否随时间的进展保持统计控制状态而绘制制造过程规定的输出项目指标测得值随时间变化特性的一种方法。控制图现在主要用于大量或大批与中批生产的过程。经过改造革新的基于误差流理论的新型控制图可以表达产品质量指标变化的趋势和变化的分散范围。现有的控制图主要有:

① X图。是表征制造过程给定输出项(指标的测得值)的均值随时间的变化情况。按照制造过程的进行成组抽样,将每组测得值的算术平均值画在控制图中而获得。

② R图。在R图中给出的是每组抽样的范围。它用来监视过程的变化和指示过程偏差范围随时间的变化特性。

③ P图。画入P图的是每组抽样中废品所占的百分数。它主要用来控制废品率。当废品率超过上控制限时,表征该过程已偏离了统计控制范围。

④ C图。它是将每次抽样样品中的废品顺序件号、件数或计数画在控制图中,用于表征废品件号或件数随时间的变化状况。

### 3.5.1.3 自动检测原理与方法

现有的统计质量控制 in 实施时存在两类问题。其一采取抽样办法进行采样件的检测或检验,由于经济生产的要求,采样的样本是较小的,例如大量生产中只抽取1%或更少的样件,在进行破坏性检验或可靠性试验中,其抽样件数就更少。因此,其统计推断的风险必然较高,对产品质量或制造

过程质量状况的判断准确性低,按此判断,提高质量所付出的代价高。其二,即使不考虑正态分布假定的正确性,按照正态分布的统计,必然存在少数废品。虽然它对大的产出量来讲,是小概率事件,但一旦产品上市后,对买到这些废品的用户来讲,则是100%的废品概率。因此,这对于今天和跨世纪的市场是不允许的。结论只能是:采取100%的检测战略获取100%的合格品。但是,依赖于手工检测方式的100%检验,将造成以下不良后果:第一,必然延长检验时间。即使在日本式的JIT生产方式下,虽可不增加检验人员,但操作者必然要有更好的检测技术保证,必然要付出更艰辛的劳动(在一定条件下可以这样要求操作者,但由于以上原因,并非是一定可取的);第二,由于人生理与心理因素的限制,常常使检测结果受人的因素的影响(假定有有效的检测技术培训保证下),即必然渗入人差,影响检测结果的正确性。如果,依赖专职检验人员来完成,必然延长生产周期,增大检测成本。实践已经证明,采用手工方式的100%检测不可能获取100%高质量和合格的产品。

(1) 100%的自动检测。检测过程的自动化为100%检测提供了有效的手段。自动检测是检测过程所包含的一个或多个检测阶段的自动化。它包括自动化装卸与传输系统同一一些操作的支持;完成实际检测的过程,手工装卸被测件于自动检测仪器设备上;装卸与检测均完全自动化完成等三种情况。能发挥自动检测的全部效能的方式之一是把它们集成进制造过程中,进行在机或在线,亦或实时地100%检测。另一种方式是对制造过程的质量形成子过程,特别是对关键装备的加工过程实施监视或监控。自动检测在制造过程的监视中可以发挥两种积极作用。

1) 及时提供反馈信息。为了提高质量,要及时调整制造过程,由自动检测装置采集到的数据是制造系统质量控制补偿调整所需的质量特性的反馈信息来源。当自动检测结果指示过程的输出值已偏离目标值时,通过反馈控制可以修正输入参数而使输出“返回”正常值范围。采用这种方法比之采用抽样离线检测法可使产品的质量变动保持在更小的分散范围内。因此,采用自动检测后提高了制造过程的过程能力。

2) 根据质量等级进行零件/产品分类。对于制造过程合适的质量水平可分为两个或两个以上,如“可接收的”、“可返修的”、“废品”等。分类器可以集成进检验工序中,也可以根据检测到的数据前馈,进行单独分类工序或作业。

值得一提的是,尽管我们介绍了包括自动化程度很高的自动检测方式,但并不意味着我们提倡普遍采用这类高级自动化的检测方法。相反,我们主张从实际出发,既要考虑是否必要,又要考虑是否在经济上可承受,且能否收回投资而实现好的效益。这方面,我们应以日本丰田的JIT生产方式中对自动检测的应用为借鉴,结合国情和企业实际进行正确的决策。JIT逻辑中有两个基本的概念:一是准时化;二是自治化(Autonomation)。注意,并非自动化(Automation)自动化在日语中称为Jidoka,指的是建立一种自动监视和管理不正常状态的机制。它有两层含义:

1) 他们所主张的自治化并非一般意义上的自动化。自动化的一般含义是“以机器代替人”。根据这种理解的自动化,只需人按起动电钮,机器就代替人自动地运行起来,完成规定的工作或活动,而无须人的参与。现实是,大多数自动化机器设备不具备发现制造质量故障缺陷的能力,也不具备出现制造质量问题时自动停机的功能。换言之,这类自动化的机床或设备还没有配置自动监视和控制质量的能力。因

此,一旦机器出现故障,质量缺陷或运作差错时,仍然“自动地”生产不合格的制品,或导致设备故障,造成浪费。丰田公司虽然也应用这一层含义,但更强调其第二层含义。

2) 另一个含义是“自动化缺陷控制”。他们主张配置一种能发现质量缺陷和机器设备动作异常或操作错误的技术和装置。例如:

① 由限位开关和电眼组成的接触式检测装置被用来测量零部件、产品在尺寸、形状等与正常情况的差异,并自动检测是否存在某种质量缺陷,进行自动识别和分类。

② 颜色识别检出装置。它对产品、零部件的检测是利用各种颜色的反射光线,而不是限位开关和电眼。

③ 记录式检测装置。它可以把现场作业人员的每个操作自动记录下来。在发生漏操作时,该装置就自动发出信号,提醒作业人员进行弥补。

④ 接触式自动停机装置。当异常状况或作业人员操作失误时,该装置自动停机,如丰田公司配置在装配线上每两个相邻工位交接处的停机踏板,一旦作业人员越出自己的工位区限,踩在踏板上,装配线运行停止。

⑤ 利用灯光显示牌和数字显示牌发现异常情况报警或醒视作用。如:用红灯表示机器发生故障,停止生产线;绿灯表示一切正常;白灯表示生产任务已完成;黄灯表示出现异常,请求帮助;蓝灯表示不合格品已出现等等。

在要求的产品或零部件全数制作完成后,机器或生产线自动停止工作。在有效的管理配合下,从实际出发实施各种层次上的自动检测。

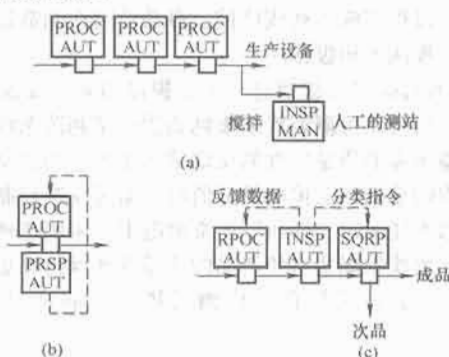


图 5.4-23 三类检测

(a) 离线检测; (b) 在线/过程中检测; (c) 在线/过程后检测

(2) 离线与在线检测。确定检测进行的时机,是制造过程质量控制中极为重要的问题。相对于制造过程,把检测分为离线检测、在线/过程中检测和在线/过程后检测三类,其工作原理如图 5.4-23 所示。图 5.4-23(a)表示离线检测,此时零件或产品脱离制造过程,在距生产线一定距离的检测工作站上进行检测。这种检测方式必然存在制造和检测的延时。大多数手工检测属于这一类。在制造的过程能力能满足设计目标要求的公差范围内,高生产率或生产时间短而生产过程输出状况稳定,超差的风险小,或在线检测成本相对较高时,多采用离线检测方式。这种检测方式的主要不足是不能及时发现输出的质量问题,质量检测的反馈信息只能代表有相当长时间滞后的状况。替代它的检测方式是在线检测。在线检测是指检测器具、装置或检测工作站在空间上集成在制造系统中,制造过程与检测过程没有时间滞后(并非指检出时间与故障缺陷发生时间无时间滞后)或只有短的时间滞后。前者称(加工)过程中,后者称(加工)过程后。因此,在线检测按是否与制造过程有时间滞后分为在线过程中检测和在线过程后检测两类。习惯上又把在线过程中检测称

为实时检测,把在线过程后检测称为在线检测。

在线/过程中检测过程是在制造过程中完成的。零件/工件正在加工或产品正在装配时,检测活动也同时进行,制造时间与检测时间重合。在线/过程中检测的主要好处是可以对正在加工的零(工)件实施及时的修正与补偿质量缺陷的活动,以消除废次品的产生。在自动化制造中,典型的在线/过程中检测是利用自动化检测传感器进行 100% 检测,例如刀片周边磨削时,利用装于磨床上的声发射接触传感器和尺寸检测装置,在磨削过程中实施检测,直到合格时才停止加工,自动卸下工件,并记录下检测结果。而一般情况下,在线/过程中检测就意味着加工操作者同时也是检测者,他们必须在完成加工控制的同时完成检测控制。就目前的技术和产品支撑条件而言,配置在线/过程中检测常常比较困难(使装备复杂化)而又昂贵,除了少数关键装备外,若要普遍配置,要求相当多的投资(且在现代与将来的市场条件下,不一定能收回这些投资),故经常以在线/过程后检测方式代替它。

在线/过程后检测,是在制造过程刚一完成就立即进行检测。由于它被集成到制造系统中,其检测结果可以用来影响下一个零件或产品的制造,对它进行修正与补偿,和/或利用分类器对其质量状况进行分类。但这种检测是在已完成该加工过程的工/零件上进行检测的,其结果不可能反馈修正或补偿该工/零件的质量缺陷,只能对下一个工/零件产生作用。倘若根据生产要求,在线检测结果既不需将其反馈给制造过程进行修正与补偿活动,又不提供给分类器进行质量分类,则应该用离线检测法代替它。在线/过程后检测可用手工方式,也可用自动化方式完成。但一般都希望进行 100% 检测。

(3) 分布式检测与最终检测。分布式检测是按制造过程顺序,在关键工序上布置几个检测工作站。每个分布式检测系统要尽可能快地辨识产品或工件的质量缺陷,以便采取修正或补偿活动,和(或)允许分类器进行质量分类。这种检测策略的目的是,尽可能避免废次品的产生而引起成本的增高。在产品装配或工/零件最终加工阶段,考虑这一策略尤为重要。因此,后期的质量故障或缺陷不仅造成质量问题,而且将使前期的工作功亏一篑,引起超出本工序的更大的经济损失。例如粘/焊接一个有 100 个元器件的电路板,若内中有一个器件不合格,在完成粘/焊后,检测必不合格,而要找到是哪一个地方出了问题,要花更多的时间和费用。对多工序加工的零件,最后工序出现废品必然使前期工序的劳动和附加的价值化为乌有。在装配后期,运作出现废品时,也会引起相当大的损失。此外,装配时若不能保证每个零部件都合格,将造成大的故障概率。例如:上述 100 个元器件的粘/焊中,若事先不筛选元器件,每个元器件的故障概率若为 1%,则装完 100 件后,由于元器件故障引起的电路板故障概率将高达 36.6%。而且现代可靠性实践证明,实际故障率还要远高于此值。

代替分布式检测的另一种策略是最终检测。它包括产品出厂上市前进行的综合检测和必要的单项检验。从检测角度讲,最终检测法多在一个固定的地点而无须分散在各处进行检测,其检测与检验效率高,检测成本低。从用户角度讲,他们欢迎最终检测。因为它可以最大限度地避免废次产品上市而送到用户手中。

在实际生产中,大多数企业往往把上述两种策略结合起来应用,对废次品率高、附加价值高或影响生产周期与对附加价值影响大的工序或工位,多采用分布式检测的策略,而为尽可能防止不合格品流入市场,保证用户满意,保持厂家品牌,则常常要求采用最终检验策略。

### 3.5.1.4 自动检测用检测传感技术

自动检测用的检测传感技术多采用传感器和/或由传感器同数字计算机互联的反馈控制系统。在传感系统与计算机互联时,要设计合适的接口界面。

自动检测用传感器种类很多,一般分为两类:

(1) 接触式检测传感法。它常用触针或其他与被检测对象接触的元件或装置。接触式检测传感器主要是测量物件的物理尺寸、形状或相互位置关系,其代表有坐标测量机(CMM)、柔性检测系统及检测用多种触针。

(2) 非接触式检测传感法。这类检测传感器不与被检测对象发生直接物理接触。非接触法传感器的优点是避免与物件发生物理接触而可能发生的故障与缺陷,并减少检测传感时间。此外,接触法通常要求定位与装卡被测件,而非接触法一般不要求专门的定位与装卡;接触法响应时间长,而非接触法响应时间一般较短。因而,在100%检验中,选用非接触法传感会更有利些。在某些环境条件下,非接触法有其明显的优势,譬如在轧钢监测中,非接触法可以实现热态检测传感,其检测数据的反馈控制可使轧机在不出或少出废次品的条件下及时得到调整与修正。非接触法又可细分为光学法和非光学法。光学法主要指利用激光或多种光源进行检测传感的方法。光学法中比较优秀且常被采用的是机器视觉和激光干涉技术,其他光视法也受到自动检测技术的重视。非光学检测传感器包括电/磁场传感器、容栅传感器、电涡流传感器、多种射线传感器、超声传感器或雷达等。

在自动检测中,应该注意的另一个问题是测量误差的控制问题。目前,工业界和学术界统一的看法是执行“十分之一”与“三分之一”原则。所谓“十分之一”原则是指测量结果中测量造成的误差的准确度必须小于或等于被测件允差的1/10。在工程实践中,有时执行近似的“十分之一”原则,即把测量造成的误差的准确度控制在1/3~1/7。而“三分之一”原则是指测量结果中,测量造成的误差的精密程度应该小于或等于被测件允许的变动范围的1/3。

### 3.5.2 信号识别系统

所谓信号识别是指按照规定的目标,对过程中各种现象或对事件进行检测、分析、描述、辨识和判断的过程。

制造过程的识别,其目的在于快速、经济而又精确地实现制造过程的监视和控制,从而保证:

- (1) 加工机床、设备与装置、工件和刀具的安全,并缩短故障查找时间。
- (2) 实现反馈控制或动态过程优化。
- (3) 应用人工智能技术或实现智能闭环控制。
- (4) 成为进行过程诊断和制造过程建模、仿真的基础。
- (5) 为实现基于计算机的制造过程柔性化或自动化。
- (6) 发展制造科学,提高产品质量,缩短生产周期,降低成本。

制造过程识别系统又称为检测监视系统。它由切削过程参数传感检测单元、信号处理单元、接口电路和特征提取与识别决策单元等组成。其基本组成状况如图5.4-24所示。从识别功能角度看,制造过程识别系统要完成的基本功能是:数据采集/获取、过程信号处理、信号特征的提取与选择及过程识别。根据所利用的传感器、信号模型和特征的种/个数,可以把制造过程识别系统的组合状况描述成表5.4-11。这种组合的主要特征是传感器种类数和识别的目标数。按照这一特征,识别系统可分为单传感器和多传感器系统;单传感器识别系统和多传感器融合识别系统。



图 5.4-24 检测监视系统的组成

表 5.4-11 识别系统的特征

分类	传感器种类	信号数	特征模型	识别目标数	计算机与程序特性
单传感器系统	○	○	○	○	· 基于冯·诺依曼原理的计算机和预编译的处理、特性提取、模型和识别程序
多传感器系统	○	○	○	○	· 同上 · 同上, 计算机与ANN模拟程序或融合识别程序 · 基于ANN硬件的并行计算单元/比无程序

进入20世纪90年代以来,由于监控技术的发展和质量要求的提高和过程控制的进步,人们开始开发和应用多种传感器的识别系统,使自动建模技术和融合识别技术得以发展和应用。自动建模技术和融合识别技术因计算机的区别而被分成两大类:一是采用基于冯·诺依曼原理(串行的二进制原理)的各种数字型计算机,其主要特点是要事先编好程序,按程序建模或按融合识别模型程序进行识别;二是基于人工神经网络(ANN)器件的并行计算装置或计算机,其主要特征是无须事先编程,只需进行学习训练就可以自动地完成多输入信号的单一目标或多个目标的识别,即多输入-多输出自动识别系统。在两类之间存在用基于冯·诺依曼原理的计算机编程模拟的ANN识别系统(目前,ANN应用中占绝大多数的比例),以及两种计算机系统的结合使用两种情况。但必须注意的是,无论是用硬件ANN还是用模拟ANN系统,识别的结果都是趋势函数的变化,而不是趋势函数同分散范围同时变化的情况。在应用或选择时要考虑这一特点。

#### 3.5.2.1 工件识别用的机器视觉系统

视觉系统是获取信息的重要装置。据统计表明,大约有80%左右的信息是通过视觉或视觉传感器而获取的。因此,机器视觉可用于各种各样的领域,如机器人装配的视觉辅助可以识别零部件、故障、尺寸及形状,以保证装配的正确性和质量控制。同时,还可以按视觉识别的信息,利用物流系统装卸产品,对快速行进中的工零件识别,调整机床上的工夹具,辨识印刷物中的错误等等。制造领域中,希望通过视觉识别,确定物体相对于坐标的位置与姿态,完成物件定位和分类,辨识物体的位置距离与姿态角度,提取规定参数的特征并完成识别,进行误差的检测与识别等。

图5.4-25是工件识别和尺寸测定的机器视觉系统组成框图。利用面阵CCD摄像头获取漫反射光源的图像信息,经数字化后进入帧存体,再输入PC。由PC的程序执行而完成连杆坯件的形状识别,上下部分错移量的识别和连杆坯件的尺寸识别,其尺寸识别精度达到10μm左右。

若利用光扫描或其他精密的测量方法的测量精度则可小于或等于5μm。但研究证明,要利用好机器视觉工件识别系



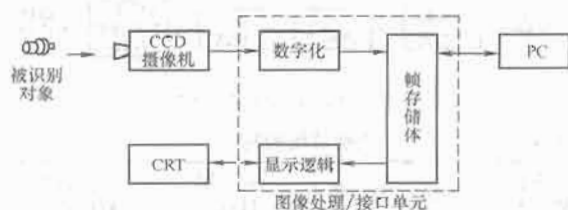


图 5.4-25 工件识别和尺寸测量系统的视觉系统

统，应该注意：改进照明系统，以提高光视图像传感灵敏度；处理好图像分割、阈值确定、图像边缘检测与平滑技术及开窗位置确定等技术关键；改进图像处理与识别软件，提高其准确性和处理速度。 $1\mu\text{m}$ 级精度的工业用机器视觉识别系统是可能实现的。

### 3.5.2.2 物流系统中的自动识别系统

自动识别系统是指自动或半自动产品数据采集和与之相连的计算机系统组成的识别系统。在物流流动中，主要采用条形码技术与计算机系统组成的自动识别系统，进行产品的接受、库存、运输、销售物料识别与计数，还被用于制造系统中物料流动的识别与监视。

现有的条形码基本上是按美国 AIM USD-2 标准规定的宽条与窄条元素（条码与间隔空间）不同组合表示的 10 个十进制（0~9）、26 个英文字母（A~Z）、7 个特定符号和一个“空格”符号，共计 44 个字符。它的优点是减少编程工作量和采样量，降低输入误差。例如：条形码输入的误差只有手工输入的万分之一，是手工书写和输入误差的三百万分之一。此外，使用条形码可以提高输入的速度，如手工书写速度为 5~7 字符/s，而条形码速度可达 10~15 字符/s；条形码自动识别系统的识别速度可达每秒钟数百个字符。因此条形码自动识别技术成为极为广泛的实用识别技术。其识别系统工作原理如图 5.4-26 所示。

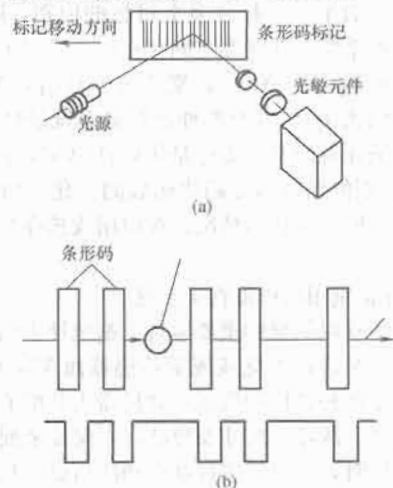


图 5.4-26 条形码识别系统

(a) 条形码识别原理；(b) 电信号转换原理

除了条形码自动识别外，还有圆形条码（又称鞍形码）、磁条、光学字符和射频系统及机器视觉自动识别系统。

### 3.5.3 数据的获取

在识别系统中，数据的获取是指传感检测、采样和量化的过程。

现有的过程检测数据获取的程序是：利用检测传感器，把制造过程要求探测的物理参数转换成相应的电信号（电压或电流信号），对该信号进行适当的预处理，再经模/数（A/D）转换后输入计算机系统，以便进行信号的后处理、

特征提取和识别。对于计算机系统来讲，通过数据获取输入后，得到的是一维（如振动、声、力和功率等）、二维或三维（如刀具磨损区图像、工/零件图像）图像或物理参数的数字信号。

#### 3.5.3.1 模拟量的传感

目前，大多数制造过程传感用的传感器输出是模拟量，其获得的方法如下。

(1) 直接法。对于制造系统，基于直接法传感检测的信息有：

1) 与工/零件有关的信息。

① 尺寸、形状和相互位置误差。

② 已加工表面的完整性或表面粗糙度与表面缺陷。

③ 原材料或毛坯件的尺寸、余量与形状的检测，种类和位姿（位置与姿态）的识别信息。

④ 坯件、工件的装卡信息——位姿、定位与夹紧状况。

⑤ 工件加工过程的尺寸。

⑥ 工/零件检测——尺寸、形状、相互位置和坐标值等。

2) 与机床设备相关的信息。

① 机床主轴部件或进给系统电动机驱动的功率、电流与电压。

② 机床主轴轴承温升、扭矩。

③ 机床运行时的振动与刚度。

④ 主轴回转精度。

⑤ 进给运动位移误差。

⑥ 碰撞监视信号等。

3) 与刀具/砂轮破损有关的信息。

① 破损图像，如钻头折断前后的长度变化、刀具或砂轮切削部分破损的图像。常采用红外线、接触、激光或其他光源的光学图像、TV 图像或 CCD 图像等，或接触开关量、接触电阻，或刀具—机床主轴—工件系统的磁通量变化信息。

② 刀具—工件接触信息的变化等。

4) 与刀具/砂轮磨损有关的信息。

① 刀具前后刀面磨损图像。

② 刀具—工件接触电阻变化信息。

③ 刀具发出的放射性同位素放射的变化信息。

④ 砂轮磨损的光学探测信息等。

5) 与过程有关的信息。

① 切/磨削过程的温度与热变形。

② 过程振动或颤震信息。

③ 切/磨削力/力矩。

④ 切/磨削过程电流/功率。

⑤ 切屑状态的图像或对刀/工件的缠绕状况。

⑥ 冷却润滑液的供应状况及流量、压力信息等。

6) 与环境相关的信息。

① 电源电压与电流的波动信息。

② 环境温度。

③ 运行空间障碍状况。

④ 物料传输、装卸状况。

⑤ 环境中其他的机、电、磁、声和光的强干扰状况等。

(2) 间接法。间接法是检测传感要求检测或监视状态的伴随现象的参数，间接表征要求检测传感参数的方法。目前，用这种方法传感的信息有：

1) 与机床有关的信息。

① 切削力/力矩。



- ② 切削功率/电流。
- ③ 机床温升与变形。
- ④ 磨损残留物或切/磨屑的分析(如铁谱分析)信息。
- ⑤ 振动信号。
- ⑥ 切/磨削区噪声分析。
- ⑦ 主轴回转的电容、电涡流及光电信号。
- ⑧ 工件表面完整性分析,特别是表面缺陷和表面形貌信息。

- ⑨ 声振或声发射、超声等信号。
- ⑩ 切屑状况信息等。
- 2) 与工件有关的信息。
- ① 与标准件对比测量的信息。
- ② 条形码信息。
- ③ 量规提供的信息等。
- 3) 与刀具破损、磨损和切/磨削过程相关的信息。
- ① 切/磨削力与力矩。
- ② 切/磨削功率与电流。
- ③ 切/磨削区温度或工件热变形。
- ④ 热噪声、红外探测或声发射热裂纹生成探测的信息。
- ⑤ 刀具—工件接触信息。
- ⑥ 振动与颤振。
- ⑦ 声发射与声振信息(表征破损、磨损与过程)。
- ⑧ 切削区噪声。
- ⑨ 电阻及电与磁参数的变化。
- ⑩ 机床主轴转速变化、功率电流变化和噪声的变化。
- ⑪ 切削过程低频电子发射信息。
- ⑫ 表面波信息。
- ⑬ 刀具—工件间距离的变化。
- ⑭ 工件尺寸、表面粗糙度、表面纹理与形貌的变化。
- ⑮ 其他二次效应参数的变化等。

### 3.5.3.2 制造过程的信息

(1) 切削过程的数据信息类型。有关切削过程的数据,可以分为以下三类。

1) 推荐的切削数据。它是工业界以标准或公司/企业文件方式推荐或规定的的数据。这些数据经常是保守的,或称“安全”的数据。

2) 最优切削数据。它是切削条件优化后得到的数据,即按照切削刀具寿命方程进行优化后获得的相关参数值。

3) 全(整体)优化数据。它是从整体/全过程优化角度求出的数据,是技术上“不完全”的数据。它与最优切削数据的区别在于:后者是一个以工序为研究对象,按规定判据——最大生产率、最低成本或最高利润率及它们的组合或派生准则进行优化的;而前者是只要求经济上合理,为保证质量(Q)、成本(C)和交货期(T),而不首先顾及技术限制的切削数据。三类数据的关系如图5.4-27所示。从图中可以看出,全优化数据是技术极限附近或其上的切削数

据,推荐的切削数据是距技术极限最远的安全的数据,最优数据则介于两者之间。

(2) 制造过程的信息源特征。制造过程有多种多样的信息源,而且具有以下相当明显的特征:

1) 有众多的社会技术信息源。现代制造认为制造系统是一个社会技术集成的时变、动态的开放式系统,是把生产要素(劳动力、劳动对象、装备与工具、信息、资金、科学技术和资源及其他资源)作为输入,实现制造转换,使用户、潜在用户和受益者(Stockholder)满意的动态的、开放的人工工程系统。所谓社会技术是指它由技术子系统和社会子系统集合而成的。技术子系统是实现从原材料到产品的制造转换功能的物质系统,而社会子系统是人员组织与管理控制下协同工作,适应环境的组织系统。社会子系统是保证技术子系统实现转换功能正常运行和当市场和环境条件变化时适应这种变化的制造子系统。所谓开放(性)是指系统与外界有物质与能量交换(有人定义为“有物质、能量和信息交换”,但从物理学本质讲,其实质是“有物质交换”)。美国IEEE则定义为,一个开放系统提供这样一些能力,既能够适当地配置而应用于运作多家业主(卖主)的多种平台,又能够同其他系统彼此协同应用。

2) 这些信息源是具有规定转换特性、非平稳性、随机性、非线性、有序性和耗散特征的。所谓规定转换特征是指根据订货要求和保证企业竞争优势的质量(Q)、成本(C)和交货期(T)的要求而设计的制造工艺过程规定的制造转换顺序性和转换过程各工序的要求。非平稳性和耗散特征是指制造过程是远离物理平衡态的非平稳、不可逆的,而且必须消耗能量,同一切耗散结构系统一样。所谓随机性是指这一过程具有随机不确定性。非线性是指该过程无法用静态的线性模型描述。它是离散的,只能用非线性模型加以描述,并具有把微小变化(称为涨落或扰动)放大的非线性机制。其有序性是靠消耗能量与物质交换而支持的负熵过程作用的表现。因此,这类信息源发生的信号是确定性与不确定性信号同时存在的复杂信号。

3) 制造过程有6种流(动)。

① 物料流:是指制造系统内部物料流动和系统与系统的环境进行物质交换的过程。制造系统中的物料流既有附加价值的“原材料/坯件—半成品—零件—组件/部件—整机”流动;又有废品和废弃物(如切屑等)组成的流动。

② 能量流:是经传输介质从外部输入或内部获取的能量不断转换和损耗的过程。

③ 信息流:是系统同外部不断交换信息和内部不断采集、处理、传输、变换、识别和存取的过程。

④ 资金(成本)流:是资金不断物化和损耗的过程。

⑤ 误差流:是原材料/坯件的误差转变成成品误差的变换过程。

⑥ 价值流:是企业内部为实现某些特定目标而不断附加价值的价值运动过程,最终向用户提供增值的产品或服务。

由于上述6种流各自的运行规律和特征,提供了各具特色的信号。

(3) 与制造过程信息数据获取相关的问题。先进制造所涉及的信息主要来源于自然信息源、社会信息源和知识信息源。自然信息源提供制造过程相关的物理和化学等方面的自然信息。根据相关的物理、化学效应,利用物理型、化学型或生物型传感器获取这些自然信息。社会信息源为先进制造提供市场、经济与金融、管理及政治、法律和法规等信

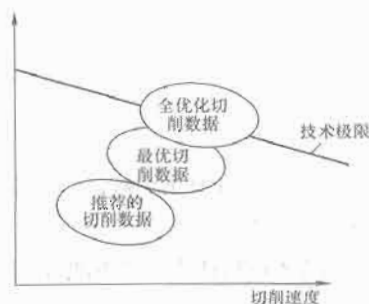


图 5.4-27 切削过程的数据关系

息。它主要来源于各种信息与情报及商业统计数据与情报。目前也开始采用一些传感器搜集相关的社会信息,如条形码的自动识读得出的商品流动信息。知识信息源除了由书本与文献提供信息外,还可以通过专家知识与专家系统及网络交换而获取。后一类知识的获取属于知识工程学研究范围。

1) 信息量的确定。信息量的多少用信息熵  $H(S)_I$  来度量。熵是不确定性的度量。所谓热熵  $H(S)_T$  是热状态紊乱程度/无序程度的度量,即愈紊乱/无序,其所含的热熵愈增大,信息量愈少。而信息熵是一个信息源的平均信息量。信息熵与热熵呈如下关系

$$H(S)_I = -H(S)_T \quad (5.4-7)$$

一组事件 ( $n$  个事件) 的信息熵表达为

$$H(S)_I = -\sum_{i=1}^n p_i \log p_i \quad (i=1,2,\dots,n) \quad (5.4-8)$$

当这组事件服从马尔科夫过程时,式 (5.4-8) 可改写为

$$H(S)_I \approx \frac{\log \frac{1}{p}}{n} \quad (5.4-9)$$

$$p = \prod_{i=1}^n p_i \quad (i=1,2,\dots,n) \quad (5.4-10)$$

式中:  $p_i$  为每一事件的概率;  $p$  为这一组事件的概率。

通常用式 (5.4-9) 来表达信息源各事件组合的平均信息含量。

2) 制造过程信号采样一般遵循香农抽样定理。但未知信号频率或与频率无关问题的采样中,样本容量的确定则无法按香农抽样定理进行采样。

一般的概念是,抽样的采样点数  $n$  越多,子样的估计值 (算术均值  $\bar{x}$  与子样的方差  $S^2$ ) 就越接近总体的数学期望  $\mu$  和方差  $\sigma^2$ 。所以在大多数工程和研究领域中视“抽样点数愈多,测得的精度愈高”为常理。但是,检测和检验的实践往往遇到三种情况,无法增多抽样点数  $n$ 。其一是制造过程变化快,或过程不稳定,不允许多次重复采样;其二是  $n$  多,则势必增加检测与检验的费用和时间,延缓过程,经济性不好;其三是要求反馈控制的过程,若  $n$  多,使采样引起的时间滞后过长,无法进行实时反馈控制。长期以来,人们为了确定合理的  $n$  值而绞尽脑汁。直到 1954 年 Roth K.F. 的研究公开后,才为这一问题的解决奠定了基础。Roth 的理论认为:在  $d$  维空间中,任何  $n$  点序列 (如时间序列) 的误差  $D$  (或  $D^d$ ) 都应满足下式要求

$$D^d \geq O[n^{-1} \log n^{(d-1)/2}] \quad (5.4-11)$$

式 (5.4-11) 说明,检测的最小误差不是无限小的,它必须满足式 (5.4-11)。换言之,检测的最高精度是有上界的。 $n$  与  $d$  维的误差  $D^d$  呈对数关系。1960 年 Hammersley J.M. 利用蒙特卡罗法确定  $H$  序列的误差  $D_H^d$  为

$$D_H^d = O[N^{-1} \log n^{(d-1)}] \quad (5.4-12)$$

1993 年,美国 Michigan 大学的伍正祥等人,把采样点数  $n$  同分布与精度统一起来,研究出如下结论:应用者接受、研究者认可的常理是抽样点数越多误差越小。这一常理的假说前提是点数与精度呈线性或非线性的正比关系。在非线形系统中,实际上还可能呈反比例关系,甚至出现突变。巧妙的选取抽样分布,可以同时减少采样点数与提高 (测量) 精密度。他们证实,在一维采样中,即在  $d=1$  的线性空间采样时,采样分布服从均匀分布,而当在  $d=2$  的二维空间采样时,采样分布服从  $H$  分布。他们还提出了相应的算法。原则上上述研究也适用于三维空间的采样。

3) 采样质量决定了获取的信息量。一旦获取信息后,在以后的处理/数据处理、特征提取和识别中,只能对它进行变换,使之成为更易于识别的形式,但不能产生表征信息源本质的新信息。这一特性是信息论的凸性定理规定的。

4) 若  $S$  代表一组事件,  $E_i$  ( $i=1,2,\dots,n$ ), 它们出现的概率  $p(E_i) = p_i$ ,  $0 \leq p_i \leq 1$ , 且  $\sum_{i=1}^n p_i = 1$ , 则  $S$  熵  $H(S)_I$  是自信息  $I(E_i)$  的统计平均值,即

$$H(S)_I = -\sum_{i=1}^n p_i \log p_i \quad (5.4-13)$$

而自信息  $I(E_i)$  定义为

$$I(E_i) = -\log p_i \quad (5.4-14)$$

$H(S)_I$  与  $n$  的关系为

$$H(S)_I \leq \log n \quad (5.4-15)$$

只有当  $p_1 = p_2 = \dots = p_n = 1/n$  时,式 (5.4-15) 才能取相等关系。换言之,  $S$  中所有的事件为等概率事件时,其中某一事件出现的不确定性为最大,即熵  $H(S)_I$  为最大。对于确定事件,  $H(S)_I = 0$ 。

由于信息论是控制论的基础 (维纳)。同时它又反映了系统的组织与复杂化,故越是复杂的系统,信息就越重要。

### 3.5.4 数据处理

#### 3.5.4.1 信号预处理

如前所述,检测获取的信号因多种原因有时是低信噪比的微小信号,并伴随着各种噪声,故应对传感检测输出的信号进行预处理。所谓信号预处理,是指在对信号进行加工、识别或评估前,即后置处理前,有必要对之进行的处理。信号预处理的目的是去除或抑制噪声,提高信噪比。

(1) 信号预处理的方法。常用的信号预处理方法主要有:

1) 信号放大。有时经常要求两级放大,其目的在于信号的传输,特别是远距离传输和使后置处理有足够强的信号。

2) 信号滤波。根据理论分析或实验研究预选定的信号特征频段,对信号进行滤波处理,以去除非特征频段的信号,从而提高信噪比。常用的滤波有高通滤波、低通滤波或带通滤波等。

3) 求均值、去除均值。根据对信号的研究分析,按数理统计原理对其均值进行估计,以便为将来提取特征信息或去除均值的进一步信号处理服务。

4) 去除趋势项。

5) 预白化处理。对时序信号或信号序列进行白噪声处理,以便利用随机过程理论对之进行进一步的处理。

6) 其他改善信噪比的方法。如自适应滤波、数字滤波等。

(2) 均值与峰值的估计。

1) 算术均值的估计值  $\hat{\mu}_x$  对于时序信号列  $x(n)$  地真实均值的估计值可按下式计算

$$\hat{\mu}_x = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i(n) \quad (i=0,1,2,\dots,n) \quad (5.4-16)$$

$$\mu_x = \frac{1}{T} \int_0^T x(n) dt \quad (5.4-17)$$

式中:  $N$  为信号  $x(n)$  的采样值个数;  $\hat{\mu}_x$  为对  $x(n)$  实际均值  $\mu_x$  的估计值;  $T$  为对  $x(n)$  采样的时间长度。

2) 方差  $\sigma_x^2$  与方差的估计值  $\hat{\sigma}_x^2$  及标准差估计值  $\hat{\sigma}_x$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [x(n) - \mu_x]^2 dt \quad (5.4-18)$$

$$\hat{\sigma}_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [x_i(n) - \hat{\mu}_x]^2 \quad (5.4-19)$$

$$\hat{S}_x = \sqrt{\hat{\sigma}_x^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [x_i(n) - \hat{\mu}_x]^2} \quad (5.4-20)$$

3) 均方值  $\varphi_x^2$  的估计值  $\hat{\varphi}_x^2$  及方均根值  $x_{rms}$  的估计值  $\hat{x}_{rms}$

$$\varphi_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x^2(n) dt \quad (5.4-21)$$

$$\hat{\varphi}_x^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(n) dt \quad (5.4-22)$$

$$\hat{\varphi}_x^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i^2(n) \quad (5.4-23)$$

$$RMS = \hat{x}_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i^2(n)} \quad (5.4-24)$$

在信号分析中, 常常用 RMS 表达能量。

4) 信号峰值  $x_p$  及其估计值  $\hat{x}_p$  信号的峰值  $x_p$  是信号列的最大峰值。所谓信号列  $x(n)$  的峰值估计值  $\hat{x}_p$  指的是信号列  $x(n)$  的采样值  $x_i(n)$  ( $i=0, 1, 2, \dots, N$ ) 按 0, 1, 2,  $\dots, N-1$  顺序排列的时序数列中的最大峰值。 $\hat{x}_p$  可用模拟电路来求取, 亦可用计算机进行数字处理获得。

5)  $\hat{x}_p$ 、 $\hat{\mu}_x$ 、 $\hat{S}_x$  与 RMS 的主要用途。

①  $\hat{x}_p$  值常作为报警阈值的识别信息。同时它又是信号列  $x(n)$  的波形特征值, 故在确定阈值、报警识别判断或波形特征分析中使用。

②  $\hat{\mu}_x$  值是信号列  $x(n)$  数学期望的估计值, 且又是动态信号的直流分量, 故常是确定阈值的依据之一, 或利用它从动态信号中去除 (减除) 均值, 以便于在功率分析或其他动态特性研究与分析中使用。

③  $\hat{S}_x$  值是分散性表征的估计参数, 是一个相当重要的统计分析参数。

④ RMS 值主要用来表征信号的能量, 是识别有关能量特征的参数。

(3) 去除趋势项 (函数)。

有时, 采样得到的信号列数据中含有随时间呈线性或非线性 (如平方关系) 的增长或下降趋势, 为正确识别, 常常要求在识别前去除其中包含的趋势项 (或随时间变化的趋势函数), 其方法有:

1) 用滤波方法去除非线性变化的趋势项。

2) 用多项式拟合法去除线性或近似线性变化的趋势项, 其原理如图 5.4-28 所示。

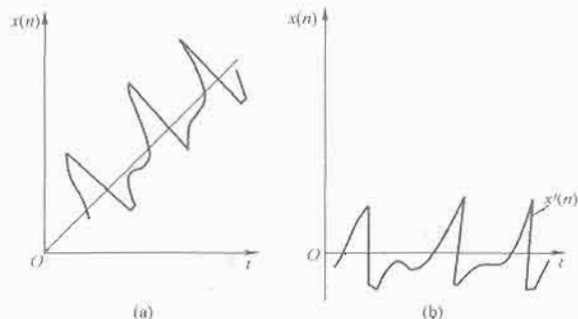


图 5.4-28 去除趋势示意图

(a) 有线性数据信号; (b) 去除线性趋势的信号

### 3.5.4.2 信噪比的改进

(1) 信噪比。所谓电信号, 实际上主要指电压或电流信

号。由于电压或电流的某些特性变化, 而携带了信息。任何其他电压或电流同信号的电压或电流的作用都会产生掩蔽信号中信息的趋向。这些不表征信息的电流或电压被称为干扰或噪声。它们以多种方式生成, 常称为电子噪声。

电子噪声最常见的来源有: 大气中的天电、驱动电动机等电气设备或器件及由传感检测系统接收到的输入中混同于信号中的机、电、磁、光和声及电网波动的干扰等等。因此, 在信号处理中, 伴随信号一定存在噪声, 不可能获得没有噪声的“纯净”信号。但是, 只要保证信号比噪声强度大得多, 信号的处理、分析和识别就不会受到显著的影响。

通常用信噪比 (记为  $S/N$  或  $SNR$ ) 作为信号与噪声强度的比率评价指价。通常利用的定义是:

1) 信噪比指的是信号电压对噪声电压的比率, 即

$$S/N = \text{信号电压} / \text{噪声电压} \quad (5.4-25)$$

2) 有时, 把信号的功率对噪声的功率之比率记作  $SNR$ , 即

$$SNR = S/N = \text{信号功率} / \text{噪声功率} \quad (5.4-26)$$

根据具体情况, 选用式 (5.4-25) 或式 (5.4-26), 用其信号和噪声的峰值 (幅峰值) 或有效值 (幅值均方值) 的比来进行计算在信号处理、分析和识别中, 都希望有高的信噪比, 以保证达到足够的信号处理与识别精度。信噪比高与低的标准要视具体条件及要求而定, 一般认为  $S/N > 1$  为高信噪比, 而  $S/N \leq 1$  为低信噪比, 其概念如图 5.4-29 所示。信噪比是一个基本的技术术语, 无论在直流或交流信号的处理与识别中都适用。

(2) 改进信噪比的方法。为了提高信噪比, 应该从信号检测传感器开始控制, 从整个信号检测与识别系统全面考虑, 综合应用技术措施降低噪声, 提高信噪比。从全局出发来考虑信号处理系统的信噪比提高问题。虽然, 从技术上讲有多种提高信噪比的方法, 但必须结合实际情况采取符合要求而经济的方法。

1) 传感器的选择。从抗干扰和提高信噪比角度来说, 要求选择适于设计检测系统的传感器类型、响应频带及其他适宜参数的传感器, 以期消除或抑制输入噪声, 并减少或消除自身产生的噪声或失真。

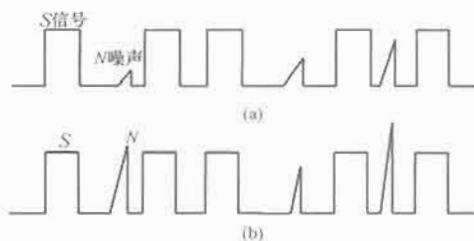


图 5.4-29  $S/N$  的波形特征示意图

2) 传感检测系统中的信号传输。系统中的放大 (包括前置放大与主放大器)、滤波/检波与预处理电路、计算机接口电路及输出电路等自身应该是低噪声的, 如低热噪声、低电磁噪声和少/无伴随噪声的器件、元件与电路, 且要求有抗干扰能力的措施, 包括必要的屏蔽及通风/冷却措施。

3) 根据对信号和噪声的研究分析结果, 利用高通、低通、带滤波或数字滤波技术, 滤除或抑制特征频段外的各种噪声和信号, 使特征频段内的信噪比提高。

4) 利用相关技术、功率谱分析与倒谱分析等随机信号处理技术进一步剔除噪声, 提高信噪比。

5) 与信号的特征频段同在的噪声, 难于应用滤波技术消除。此时可采用以下方法处理:

① 重新进行研究分析,寻找新的高信噪比特征频段代替原有频段。

② 与特征提取相结合寻找高信噪比的特征参数,并按它们确定特征频段和降低噪声的其他措施。

③ 与信号识别技术相结合,统一考虑提高信噪比的硬件软件措施。

④ 利用其他一些先进的识别技术和降噪技术,如微弱信号识别技术、人工智能识别等。

### 3.5.4.3 特征

(1) 特征的分类。一般认为信号的特征有物理、结构(或称几何关系)和数字(值)特征三类。虽然利用触觉和视觉等人的感觉器官和人脑识别物理和结构特征常常是有效的,但至今利用计算机识别系统对物理和结构特征进行识别,则往往是相当复杂而困难的。计算机易于识别的是低维的数字特征。为此,要利用计算机进行识别,就应该先对观测值进行时域、频域或相位域的分析,找出反映事件本质特征的低维数字特征。

(2) 特征的形成、提取和选择。

1) 特征的形成。通常称通过检测传感器或仪器、仪表探测到的信号,再经处理或计算求出的被识别对象的信号特征为原始特征。形成原始特征的过程称为特征的形成。在一些情况下,对被探测事件的测量结果信号,如开关量信号,可以作为原始特征。但在许多情况下,往往不能用原始测量值作为原始特征,例如:利用切削力/力矩、主电动机或进给电动机功率/电流、切削过程振动或声振等间接参数的原始测得值作为原始特征,往往无法表达刀具或砂轮的磨损或破损的特征,需要经过一定的处理后才能形成原始特征。图 5.4-30 表示利用声发射(AE)传感器获取切削过程的信号,经放大后获得的采样信号[见图 5.4-30(a)],再经包络检波处理后形成图 5.4-30(b)的信号。同时,若对图 5.4-30(a)信号设定  $\lambda = U_H$  的阈值后可获得图 5.4-30(c)所示的  $\lambda$  截集的记数信号。包络检波和  $\lambda$  截集处理后的信号可作为原始特征。

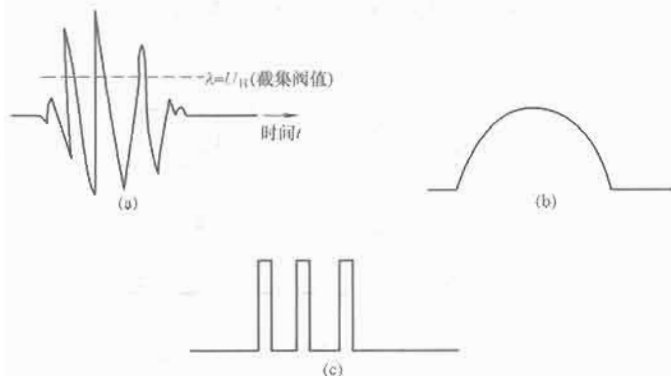


图 5.4-30 特征形成的示例

(a) 放大的采样信号; (b) 包络检波信号; (c) 截集后的信号

2) 特征的提取。所谓特征的提取,是指把高维的原始特征变换或映射成表征识别对象的低维特征(有时称之为二次特征)的过程。

若  $Y$  为测量空间、 $X$  为特征空间、 $A$  为变换(映射),则称  $A: Y \rightarrow X$  为特征提取器。

3) 特征的选择。从一组特征中选取最有效的表征被识别对象的特征,并使特征空间维数降低的过程称为特征的选择。

压缩原始特征空间维数的方法有:

1) 特征提取法。利用变换或映射的方法把原始特征变

换为较少维数的新特征空间(集合)。

2) 特征的选择法。根据待识别对象的实验观测、信号处理或有关专家知识,挑选出那些能表征待识别对象特点而又对识别正确性有影响的特征,摒弃冗余的特征信息。其任务是从  $D$  个特征中选取一组  $d$  个最优特征 ( $D > d$ )。

3) 寻找识别特征法。根据识别要求,利用数学方法进行筛选,找出具有分类特征的特征。

特征的提取与选择常常是不能截然分开的,而它们的实现方法和步骤又随具体问题而有所不同。例如,既可将原始特征空间映射到低维特征空间后再进行特征选择,使维数进一步降低;亦可先将那些对分类影响小的特征剔除后,再进行映射降维。事实上,不是谁先谁后进行,或谁该做谁不该做的问题,而是基于识别分类的有效特征和基于保证识别精度的特征如何获取的问题,做法和顺序的好坏只有一个判断标准,即识别的结果能否满足要求。实际进行特征提取与选择常常是伴随大量的实验研究、分析、比较和重复修改,本质上是由对待识别事件的了解程度所决定的。只有深入地了解和掌握待识别事件的本质,才可能不拘泥于书本知识而创造性地进行特征提取与选择。无须否认,识别技术中特征提取是相当关键而又复杂的过程。

## 4 人工智能和专家系统

### 4.1 人工智能的基本原理

#### 4.1.1 模式、模式类与集合

所谓模式是指在规定的特性上有相似之处的一些具体事物或现象。模式是人认识具体事物或现象时,按照规定的相似性抽象出来的分类,即模式,如图 5.4-31 所示。人们从 6 张样件图案的观察中找到每张图中图形“虚与实”的相似性,把它们分成“上实下虚”和“上虚下实”两类,即两个

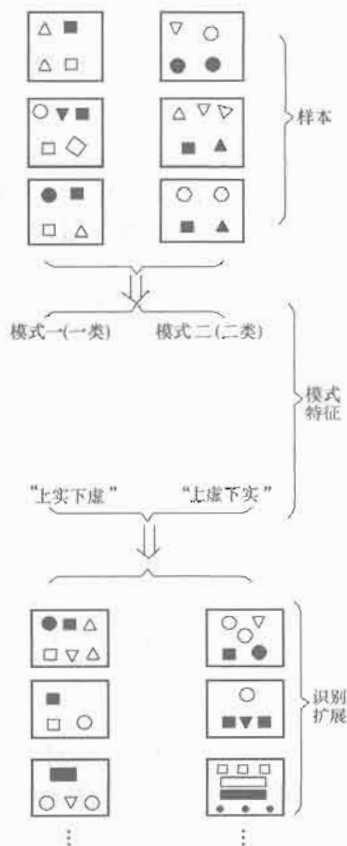


图 5.4-31 模式示例



模式。有了这种抽象后,可以对以后遇到的类似图案进行识别。

所谓模式识别是指按模式抽象对事物或现象进行分类,辨识类的特征而做出判断的过程。模式识别是研究人类识别能力的数学模型,并借助于计算机技术实现对其模拟的科学,其识别系统如图 5.4-32 所示。



图 5.4-32 模式识别系统

模式和模式识别与数学中的集合论密不可分,只要认识了集合中有限的事物或现象就可以认识属于这一集合的其他事物和现象。因此,可以从集合论角度定义其相关概念。

(1) 环境。它是指可测物理量的总体,可用  $\rho b(x)$  函数的集合  $U$  表示,即

$$U = \{\rho b(x) \mid \rho = 1, 2, \dots, n\} \quad (5.4-27)$$

式中,向量  $b$  与  $x$  的分量个数取决于集合  $U$  中所有可能的函数,  $\rho$  取值不同,其值也不同。环境指的是客体或客体的复合,故被认识的对象是外部环境。但没有一种生物系统能够理解整个环境,如人眼也只能感觉电磁波谱中的一小部分,而不能感觉其全部。所以,识别只能在一定范围内,即一定环境的子集上进行。

(2) 问题范围。它指一个确定的应用领域中的客体  $\rho f(x)$ , 是环境集合  $U$  的子集  $\Omega$ , 即

$$\Omega = \{\rho f(x) \mid \rho = 1, 2, \dots, n\} \subset U \quad (5.4-28)$$

(3) 模式。集合  $\Omega$  的元素(函数)称为模式,一个模式就是  $n$  中的一个函数  $f_i(x_i)$  ( $i=1, 2, \dots, n; j=1, 2, \dots, m$ ), 即

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ f_2(x_1, x_2, \dots, x_n) \\ \vdots \\ f_m(x_1, x_2, \dots, x_n) \end{bmatrix} \quad (5.4-29)$$

例如:黑白图像的灰度值有  $m=1, n=2$ ; 而彩色电视机的彩色图像则有  $m=3, n=3$ , 其模式为  $f_r(x, y, t)$ 、 $f_g(x, y, t)$  与  $f_b(x, y, t)$ 。

(4) 模式识别。用数学方法和计算机技术研究模式的自动处理和识别判断。

(5) 模式类。简称类,是指模式识别时所分的类。在模式分类中,每个模式作为一个整体而不依赖于其他模式,把它分到  $k$  个可能类别  $\Omega_k$  ( $k=1, 2, \dots, k$ ) 中某一个类  $\Omega_k$ , 且仅能被分到这一个类  $\Omega_k$  中,如切削过程工况常被分为“正常”与“异常”两类。

模式识别通常应满足条件

$$\begin{cases} \Omega_k \neq \Phi \quad (k=1, 2, \dots, \lambda, \dots, k) \\ \Omega_k \neq \Omega_\lambda = \Phi \quad (\lambda \neq k \text{ 时}) \\ \sum_{k=1}^k \Omega_k = \Omega \text{ 或 } \sum_{k=0}^k \Omega_k = \Omega \quad (\Omega_k \subset \Omega) \end{cases} \quad (5.4-30)$$

模式类把  $\Omega$  分成个数等于类数的几个子集(空间),每个模式类是其中的一个元素。

#### 4.1.2 模式识别中分类的基本原则

(1) 应有一个代表性的样本集  $\omega(\omega \subset \Omega)$ , 供搜集有关问题范围  $\Omega$  的信息。

(2) 一个模式应具备一个类的属性特征。

(3) 同类模式的类属性特征在特征空间中组成某种排序的聚合域,不同类别的特征组成的区域是分离的。

(4) 一个复杂的模式应能分解为简单的组成部分,即模式元。

(5) 模式元间有一种确定的关系。

(6) 如果两个模式的特征或模式元间,在规定的阈值下测得的差别是微小而可以忽略,则它们是相似的。

#### 4.1.3 模式识别系统工作的可靠性及其度量

模式识别系统工作的可靠性是指它具有的识别指标(品质)的概率,常用误识(概)率表征其识别系统工作的品质度量。误识率是在样本发生的概率下误识别的概率,是一个条件概率。模式识别系统的 TRTT 要求先设计样本,以此求出决策规划,使该系统在规定的误识率(可靠性)下,有不低于给定的识别品质指标。为了评价该系统需要评价识别系统的样本,但两类样本都是对待识别对象在规定的要求下的观测值。因此,统计决策理论是处理模式识别中模式分类与识别系统设计的基础。

(1) 贝叶斯决策。运用统计决策理论设计的分类系统又称为分类器。贝叶斯决策是一种统计模式识别决策法,它有如下基本假定:各类别总体的概率分布是已知的;被决策的分类数是一定的;被识别的事物或对象有  $d$  个特征观测值  $x_1, x_2, \dots, x_d$ , 它们的所有可能取值构成  $d$  维空间,称  $x = [x_1, x_2, \dots, x_d]^T$  为  $d$  维特征向量,  $T$  表示转置。

1) 基于最小错误率的贝叶斯决策规则

$$\begin{cases} p(\omega_i | x) > \forall p(\omega_j | x) \\ x \in \omega_i \quad (i, j = 1, 2, \dots, c; \text{但 } i \neq j) \end{cases} \quad (5.4-31)$$

换言之,要求最小错误率,就是要求  $p(\omega_i | x)$  为最大,式(5.4-31)又可表达为

$$p(\omega_i | x) = \max p(\omega_i | x), \text{ 则 } x \in \omega_i \quad (5.4-32)$$

其物理意义为:在观测得到的  $d$  维特征向量  $x$  发生的条件下,类别  $\omega_i$  的所有条件概率中最大者为应归属的类,这样做可以使识别决策的错误率为最小,即实现最小错误率的识别决策。

按贝叶斯公式有

$$p(\omega_i | x) = \frac{p(x | \omega_i) p(\omega_i)}{\sum_{j=1}^c p(x | \omega_j) p(\omega_j)} \quad (5.4-33)$$

$$x = [x_1, x_2, \dots, x_d]^T \quad (5.4-34)$$

式中:  $c$  为类别数,  $\Omega = \Omega_i(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_c)$ ;  $x$  为所有可能取值范围构成的  $d$  维空间中的  $d$  维特征向量;  $p(\omega_i)$ 、 $p(\omega_j)$  为先验概率;  $\forall$  为表示对于一切,如  $\forall j$  表示对一切的  $j$ 。

2) 基于最小风险的贝叶斯决策规则。基于最小错误率的贝叶斯决策只能保证错误率达到最小,而不能确定决策带来的后果,即风险性。若定义  $\lambda$  为决策  $\alpha_i$  和自然状态(类别)  $\omega_j$  的函数,以它表征决策为  $\alpha_i$  时损失,而

$$\lambda(\alpha_i, \omega_j) \quad (i = 1, 2, \dots, \alpha; j = 1, 2, \dots, c) \quad (5.4-35)$$

定义给定观测值  $x$  下的条件期望损失(或条件风险)为

$$\begin{aligned} R(\alpha_i | x) &= E[\lambda(\alpha_i, \omega_j)] \\ &= \sum_{j=1}^c \lambda(\alpha_i, \omega_j) p(\omega_j | x) \end{aligned} \quad (5.4-36)$$

则  $R(\alpha_i | x)$  表示对于某个  $x$  取值采取决策  $\alpha_i$  所带来的风险。基于最小风险的贝叶斯决策规则为

若  $R(\alpha_k | x) = \min R(\alpha_i | x)$  则

$$\alpha = \alpha_k \quad (5.4-37)$$

式中:  $k \in \alpha$ 。

式(5.4-36)含义为:对于所有 $x$ 取值的条件风险 $R(a_i | x)$ ,最小风险(损失)的决策是使 $R(a_i | x)$ 取得最小值时的决策。

(2) 两类错误可能性。在上述决策规则下有犯两类错误的可能,当事实上的状态为 $\omega_2$ (若只讨论 $c=2$ 的两类问题时),但决策为 $\omega_1$ ,亦或反之。这两类错误的概率为

$$\begin{cases} p(\omega_2)p_2(e) \\ p(\omega_1)p_1(e) \end{cases} \quad (5.4-38)$$

称 $p_1(e)$ 与 $p_2(e)$ 分别为两类错误率。事实上,基于最小错误率的贝叶斯决策是使这两类错误率之和为最小,即

$$\min[p(\omega_2)p_2(e) + p(\omega_1)p_1(e)] \quad (5.4-39)$$

对于基于最小错误和最小风险的贝叶斯决策均要求先给定 $x$ 与 $p(\omega_i)$ ,且 $p(\omega_i)$ 不可变。当 $p(\omega_i)$ 可变或事前无法知道时,利用上述两种决策规则就无法达到最小错误率或最小风险的水平。

(3) 线性判别函数及其应用。在进行实际识别时,也可按识别的问题和条件预先选定一个判别函数,再用样本值 $x$ 确定判别函数中的未知参数。这一思路的数学表现常常是以某个特定的函数形式(或称准则函数)的优化问题,即用最优优化方法来解决模式识别问题。最简单、最实用的判别函数是线性判别函数。这种方法有要求的计算量最少、存储量最小的优点,是一种基本的统计模式识别方法。

线性判别函数的一般表达为下述矩阵式

$$g(X) = W^T X + W_0 \quad (5.4-40)$$

$$X = [x_1, x_2, \dots, x_d]^T \quad (5.4-41)$$

$$W^T = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_d] \quad (5.4-42)$$

式中: $X$ 为 $d$ 维特征向量的样本; $W$ 为权向量; $W_0$ 为阈值权。

$g(X)$ 判别函数是 $d$ 维特征空间中某个 $X$ 点到超平面的距离。若以 $X_p$ 表示 $X$ 到超平面 $H$ 的投影向量; $r$ 为 $X$ 到超平面 $H$ 的垂直距离; $\|W\|$ 为权向量 $W$ 的绝对值; $W/\|W\|$ 为 $W$ 方向上的单位向量,则有

$$X = X_p + r \frac{W}{\|W\|} \quad (5.4-43)$$

$$g(X) = W^T \left( X_p + r \frac{W}{\|W\|} \right) + W_0 = r \|W\| \quad (5.4-44)$$

利用线性判别函数进行决策就是用一个超平面对特征空间进行分割。超平面 $H$ 的方向由权向量 $W$ 决定,而位置由阈值权 $W_0$ 的数值确定, $H$ 把特征空间分割为两个决策区域。当 $g(X) > 0$ 时, $(x)$ 在 $H$ 的正侧; $g(X) < 0$ 时, $X$ 在 $H$ 的负侧。

在刀具综合监视仪开发中,由切削试验数据样本确定线性判别函数 $g(X)$ 中和各向量分别为[按式(5.4-40)]

$$W^T = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_7]$$

$$= [1, -5, 1, 0.8, 4, 64, 0.5]$$

$$X^T = [x_1, x_2, \dots, x_7]$$

$W_0 = -213$ ,故该仪器识别的线性判别函数为

$$g(X) = x_1 - 5x_2 + x_3 + 0.8x_4 + 4x_5 + 64x_6 + 0.5x_7 - 213 \quad (5.4-45)$$

在FMS线的XH754卧式加工中心上对M5机攻螺纹监视时, $x_1 \sim x_7$ 两类工况——正常与异常的取值分别为

$$x_1^T = [0, 7, 8, 4, 8, 0, 0]$$

$$x_2^T = [39, 7, 60, 82, 13, 1, 15]$$

$x_1^T$ 按式(5.4-45),得 $g_1(x) = -205.2$ 。

$x_2^T g_2(x) = +39.7$ ,根据仪器计算机识别软件的设置, $g(x) < 0$ 为正常工况; $g(x) > 0$ 时为异常工况,则此时为正侧,故该监视仪正确地发出异常的工况报警。

一般讲,线性判别函数适于一些简单的模式分类用。但在线性平面无法分割决策区域时,就采用非线性判别函数。处理非线性判别函数的一种方法是进行变换,把低维空间中的点映射到较高维空间中,可使判别函数线性化,归结于上述方法。例如,有以下二次判别函数

$$g(x) = a_1 + a_2 x + a_3 x^2 = \begin{cases} > 0 & \text{当 } x \in \omega_1 \text{ 时} \\ < 0 & \text{当 } x \in \omega_2 \text{ 时} \end{cases} \quad (5.4-46)$$

令 $W^T = [a_1, a_2, a_3]$ , $Y^T = [1, x, x^2]$ ,则式(5.4-46)线性化为

$$g(x) = W^T Y = g(Y) = \begin{cases} > 0 & \text{当 } x \in \omega_1 \text{ 时} \\ < 0 & \text{当 } x \in \omega_2 \text{ 时} \end{cases} \quad (5.4-47)$$

若 $W^T = [-1, 1, 2]$ 当 $x < -1$ 或 $x > 0.5$ 时, $g(x) > 0$ , $x \in \omega_1$ (或 $\Omega_1$ ),当 $-1 < x < 0.5$ 时, $g(x) < 0$ , $x \in \omega_2$ (或 $\Omega_2$ )。

以上我们介绍了模式识别中数字特征的提取和选择概念及其基本方法。但实际上存在两类基本方法:一是分析法;二是研究式方法。前者是应用数学方法,根据给定的准则判断,求取最优的特征。这类数学方法有Fourier变换、Walsh变换、自相关与互相关分析或正交变换(如K-L展开式法)等。后者是按经验知识或专家知识找出特征。经验证明,特征提取与选择的有效方法是两种方法的结合与交互使用,通过实验加以验证修订。但对事件本质及信号特征的深入了解和必要的创见是成功的根本。

## 4.2 故障诊断技术

### 4.2.1 故障诊断系统的发展趋势和特点

计算机集成制造系统(CIMS)和柔性制造系统(FMS)的深入研究和推广应用,在近几十年取得了巨大的进步。FMS作为CIMS的重要组成部分,人们希望通过对FMS的研究和实践来推动CIMS的发展。经过工业界20多年的努力,CIMS已经取得了局部成功,FMS系统也得到了实际应用。故障诊断系统是先进制造系统高效、可靠运行的必要保障,其一方面随着制造系统的发展而被动跟随发展,另一方面随着诊断及软硬件环境的提高和改善其自身也主动发展。回顾CIMS及FMS的发展经历,许多专家和学者对FMS技术以及发展CIMS的技术途径和发展方向有了重新认识,提出了许多新观点、新思想。这些新观点、新思想对故障诊断系统的设计具有重要的指导意义和参考价值。

信息技术和网络技术的成熟及广泛应用不仅为制造业的发展提供了良好的外部环境,而且为产生新型的制造模式提供了丰富而便利的平台基础。CIMS的企业优化集成得到了快速发展,构筑于动态网络基础上的敏捷制造是当前制造业的研究热点。在这种新型生产模式和全新理念的支配下,故障诊断系统的发展也产生了网络化、信息化等新的趋势。在追踪国外诊断领域前沿技术发展的同时,充分结合我国制造业的实际国情,在此基础上,不断提高和完善故障诊断系统的先进性、实用性和可靠性。

市场环境决定着企业的生产方式,制造企业需要以最快的上市速度,最好的质量、最低的成本、最优的服务及最清

洁的环境来满足客户对产品的需求和社会可持续发展的要求。在这一目标的驱动下,多种先进制造技术(Advanced Manufacturing Technology, AMT)被提出,并受到重点研究和发展。柔性制造系统(Flexible Manufacturing System, FMS)是ATM发展的产物,受到了普遍的研究,并在制造企业得到大量应用。FMS通常包括若干数控设备、中央刀库、物料运输装置和计算机控制系统等子设备或子系统,由控制网络将多个设备有机联合,使各设备统一调度、相互协调共同完成生产加工任务,并可以根据制造任务或生产环境的变化进行灵活调整。这种灵活性即指系统的柔性,柔性是FMS的最大特点,其具有应变性好、生产率高,适应中、小批量生产等特点。

#### 4.2.1.1 FMS特点及其故障诊断的困难性

柔性制造系统(FMS)作为一类复杂的机电系统,其复杂程度、行为状态和工作环境等都与传统的制造系统有很大不同,比较明显的是:

(1) FMS是对多个异质系统在功能及结构上的有机集成,属于复杂的大系统。

(2) 系统强调高度自动化,智能程度要求较高。

(3) 相对于自动化生产线,系统的动态行为更加复杂,刚性控制减弱,柔性更加明显。

(4) 系统具有容错控制,当某一子设备或子系统发生故障时,系统的运行过程控制(即调度)可以重构,以保证系统整体功能的不失性。

(5) 单一设备或系统的自身行为或故障不再局限于其自身范围内,常常会影响在功能或地域上相关、相连的设备或系统。

FMS系统所具有的上述特点,导致其故障诊断不仅有一般设备诊断的特点,而且表现得更复杂、更特殊。

(1) FMS的高度柔性,必然要求系统内部的高度灵活性和运行模式的多样性,负面的影响是增大了系统的不定因素和在模式转换过程中故障发生的高可能性。

(2) 系统设备多样、复杂,加工以柔性多任务为目标,加工类型、过程及工况多样,因此,难以全面搜集各种正常与异常状态的先验样本和模式样本,即诊断知识获取困难。

(3) 过程状态及故障的断续性、突发性、模糊性、关联性及时变性更加明显,致使故障征兆信息、设备状态信息的获取比较困难,故障的快速定位难度更大。

(4) 加工设备各部件间的动态联动性、离散性致使故障的传播性、故障源的分散性更加明显。

(5) 工件尺寸甚至误操作等随机干扰因素影响加大,使诊断系统的误诊、漏诊的可能性更大,诊断推理的精确性、结论的可信度都有所下降。

(6) 加工过程中信息量大而繁杂,适合于监控、诊断与预警的信息资源需要挖掘,对监控策略、故障特征提取和诊断知识库管理等环节提出了挑战。

(7) FMS在运行过程中,更多情况下是缺乏人的现场监视,因此,故障难以早期发现;对现场故障的瞬时信息,特别是感官信息就往往无法捕捉,而此类信息对故障的快速定位(推理)是极有价值的。

从实际的应用来看,诊断对象的复杂度增加,可能导致诊断系统的复杂度呈几何指数性增长。从多家FMS研究及应用单位的实际应用情况看,FMS的运行故障频发,且现有的诊断系统难以应付多种复杂的故障快速定位要求。

#### 4.2.1.2 当前的研究内容及发展状态

作为FMS理论研究及实践应用的关键与瓶颈技术之一

的故障诊断技术,受到了国内外制造领域的重点研究,并取得了一定的研究成果。分析和总结众多在不同研究方向上具有创新性的研究成果,归纳、分类形成如图5.4-33所示FMS诊断技术研究的基本方向。可以清楚地看出,围绕FMS这一具有复杂结构及组成的自动化制造系统,诊断技术的研究主要沿如下4个方向深入开展。

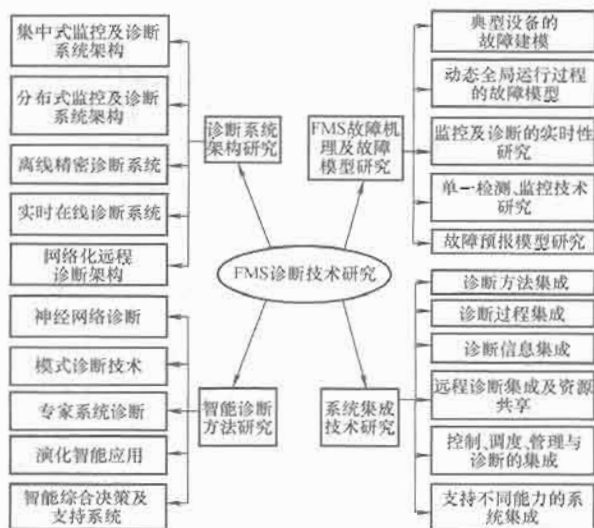


图 5.4-33 FMS 诊断技术的研究方向及分类

(1) 诊断系统架构研究。

(2) 智能诊断方法研究。

(3) FMS 故障机理及故障模型研究。

(4) 系统集成技术研究。

基于上述4个大的研究方向,众多的研究又从不同的侧重点出发,最终形成了更细致的研究分支。整体而言,FMS 诊断技术研究呈发散式向与诊断流程各个环节相关技术逐级深入。

#### 4.2.2 诊断系统架构

针对FMS的特点,当前的诊断系统架构设计主要有两种形式:集中式和分布式。在两种基本方式的基础上为了兼顾诊断的实时性及诊断的精密性要求,系统又出现了在线实时诊断与离线精密诊断相结合的模块式结构。

华中科技大学在诊断方法论、体系结构方面进行了开创性研究,并针对郑州纺织机械厂的FMS故障诊断开展进一步的研究;北京理工大学以长春BQ-FMS为研究对象,诊断系统采用简易实时诊断与离线精密诊断相结合的形式,该系统已应用于现场运行,但其总体架构仍是集中式结构。

基于Internet的远程故障诊断技术是复杂设备故障诊断最新的发展动态,美国的斯坦福大学、新加坡的国立大学等一些研究机构已建立了开放式远程诊断及支持中心,在设备用户、研究机构(领域专家)及设备生产商之间形成了面向多用户、多设备的动态敏捷诊断通道,实现了诊断资源共享,大大提高了诊断效率、成功率及诊断结果的可信度。西安交通大学、上海交通大学和西北工业大学已先后建立了远程故障诊断服务中心,在大型复杂设备诊断远程网络化方面迈出了可喜的一步。当前,华中科技大学也已开展了分布式远程协作诊断研究,已建立了一定功能的原型测试系统。

Agent及MAS(Multi-Agent System)理论和方法是计算机工程最具革命性的成果之一,MAS理论应用于故障诊断,希望解决两方面的问题,其中之一就是从分布式问题求解角度来建立分布式诊断架构。应用多Agent系统来构



建具有灵活配置、高柔性及扩充性好的软件系统具有较大的优势。Maria-Athina 等学者分析了在分布式设备故障管理中应用智能 Agent 技术的有关细节问题,并给出了简单的系统设计方法。德国的研究者在 FMS 的实时监测问题研究中,采用 Multi-Agent 机制解决了监测的分布式问题,并给出了监测 Agent 模型和功能封装。英国曼彻斯特大学针对典型 FMS 系统研究并设计了基于 Multi-Agent 的集成故障诊断系统,目前的研究正在逐渐深入。加拿大 Edmonton 大学的智能工程实验室提出了应用于复杂化工设备故障监测及诊断的集成化分布式智能系统结构,在基于 MAS 的集成框架下有效实现了多种诊断工具的综合利用,并对原有工具、系统可以方便集成。R. Khosla 同样在电力供应系统监测中应用了 Multi-Agent 方法,其所提出的多层模型及多诊断算法(软件)Agent 协同求解方法值得借鉴和采用。德国柏林技术大学的人机系统研究中心开发的商业化故障诊断软件 COMPASS 系统完全基于 Multi-Agent 架构,具有良好的开放性,用户可以方便地通过 API 接口进行功能和知识的扩展,实现特定设备的故障诊断。新加坡国立大学的研究者提出并构建了基于 Multi-Agent 的远程故障诊断系统架构,给出了系统的自学习方法,并在 Java 环境中进行了两个案例测试。陆宝春等人建造了面向制造过程监控的分布式多 Agent 诊断系统结构,研究了多 Agent 模糊关联模型及基于此的诊断与决策问题;清华大学针对多 Agent 故障诊断原型系统,着重研究了基于多 Agent 理论的设备诊断问题分布式任务分解与控制策略及 Agent 间的协调合作机制,提出诊断任务的串行与并行以及混合控制策略。

目前,开展智能诊断是诊断领域的一个研究热点,相应的成果也非常多,图 5.4-34 对智能诊断方法的应用情况作了归纳。FMS 故障诊断技术从总体而言,以智能诊断为主,特别是专家系统(Expert System, ES)、人工神经网络(Artificial Neural Net, ANN)以及它们与模糊理论的结合,此方面的研究和应用最为常见。国际先进技术中心的 V. R. Milacic 等人开发了 EXMAX 专家系统模型,实现了对 FMS 机械系统的故障诊断和维修。北京航空航天大学与北京航空工艺研究所等单位合作,自行设计并建造了北京柔性制造系统实验中心,并初步研究和应用了适用的诊断专家系统。但专家系统所存在的知识获取“瓶颈”、规则“组合爆炸”、推理过程的低效率、对机器系统的依赖性强等缺陷

限制了其更广泛、更完善的应用。故障诊断从根本上来说仍然是一个模式识别问题,人们成功的应用神经网络解决了许多实时状态监测、故障分类及故障预报等难题。

从大量的应用来看,ANN 只是作为一种信息软处理的工具,在局部问题处理上优势明显,但从一切系统行为的指标上,还没有全部占优势的报道。与 ES 一样,ANN 同样也存在缺陷:推理过程的不可解释性、知识补充及修改的困难性、模型的僵化及脆弱性等等。

ES 与 ANN 的集成应用为人们克服两者的缺陷开辟了新的途径,在具体应用中表现出更大的优越性。基于神经网络的专家系统的实现方式主要有两种:直接用神经网络构造专家系统(也称紧耦合方式)和两者以简单的功能组合形式(也称松耦合方式)。前者仍然难以克服 ANN 的缺点,因此,人们正把注意力放在符号推理与数值运算的更高级集成上。第二种结合方式,其本质是将整个系统中易于用符号表达的规则编码于专家系统的知识库中,而将不易于用符号或复杂逻辑表达,需要并行、模糊和实时处理的规则(知识)编码于神经网络之中,通过功能互补提高系统的整体能力。

印度 S. N. Gupta 开发的工况监测维修专家系统,在知识的获取方法上,使用了神经网络以解决专家系统知识获取困难的弊端。模糊逻辑、ANN 与专家系统结合的诊断模型是最具发展前景的,也是目前人工智能领域的研究热点之一,相应的诊断技术正在蓬勃开展。北京理工大学在其所开发的 FMS 诊断系统中将模糊数学方法与神经网络、专家系统相结合进行了综合应用,给出了具体的模糊推理算法,同时就模糊性诊断规则的归纳、总结及知识库的建立做出了较为全面的研究。

MAS 理论应用于故障诊断希望解决的另一个问题就是将诊断功能模块拟人化封装,表现出社会化的群体智能,不仅使诊断系统更智能、更可靠,而且诊断决策成功的可能性大大提高。如果说,专家系统和神经网络是实现系统单一手段的智能化为目标的话,MAS 则是以提高系统整体问题求解的智能化为目标。智能体理论引入故障诊断领域已有一段时间了,有关的研究正在深入进行。在应用方面,日本的 T. Nagata 实现了基于 Multi-Agent 的供电系统监测及紧急恢复项目的实施,对多智能体的协商机制和消息通信机制进行了实践检验。南京理工大学首先将分布式人工智能(Distributed Artificial Intelligence, DAI)理论引入 FMS 智能检测与故障诊断系统研究中,并指出 Agent 的融合、协调和控制方法,知识表示与推理机制是实现该系统的关键;东南大学的钟秉林教授及其学生提出了基于行为的多代理(Multi-Agent)故障诊断方法,并给出了系统的实现策略,对问题求解采用“自下而上”的推理方法;南京理工大学的研究者用模糊集理论和定义决策相似度的方法建立了多监控 Agent 求解结果的一致性判断算法,将求解结果一致性融合问题转换为群决策环境下的梯形模糊数表示的模糊意见的综合问题。

#### 4.2.3 FMS 故障机理及故障模型

分析 FMS 故障机理,以最有效的方法获取反映 FMS 设备状态(静态)、运行状态(动态)的特征量或诊断知识,并据此建立合适的故障模型是该部分的研究内容。相关的研究集中在三个方面。

(1) 以 FMS 的具体设备或部件为对象,如刀具切削状态监测与预警、加工主轴振动监测与诊断、主轴伺服系统监测与诊断、加工工件的质量监测等等,相应的诊断方法以传感器技术、信号处理及分析技术及多传感器信息融合技术为

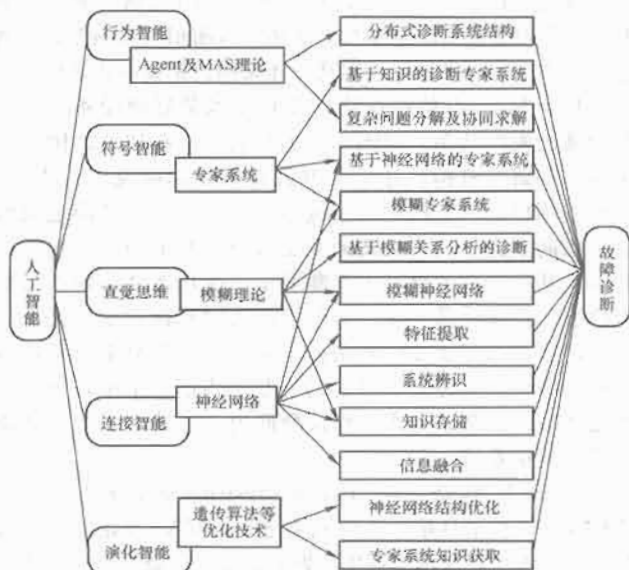


图 5.4-34 智能诊断方法的应用情况



主,通过一定的监控诊断模型(如阈值判断或神经网络模型)实现状态判定与故障预报,也有依靠数学模型来分析诊断对象的某种动态特性的尝试,但应用的并不成功。

(2)从全局制造过程出发,建立过程仿真模型,注重状态的变迁及原因和结果之间的联系,如Petri网、有限状态机和有向图模型的应用。

(3)从分析诊断对象的功能、原理和结构等方面入手,并结合人类专家经验,以建立诊断知识库为目标,诊断过程以知识推理为主,机理模型、功能模型和故障树模型是常用的方法。

Wu和Joshi就故障分类、故障知识表达及故障恢复三个方面的关键问题进行了研究,强调系统的执行故障对FMS运行的影响。Monostori对机床与制造单元提出了知识基递阶状态监控与故障诊断模型。Kuo等人从FMS运行过程的行为角度出发,使用着色赋时Petri网建模实现对FMS的状态监测及故障诊断。新加坡南洋理工大学在分析FMS子设备及设备的子部件之间的故障传播关联性的基础上,提出模糊图模型诊断方法,诊断推理沿着结点之间的最坏路径逐级搜索,该方法在缺乏先验诊断样本的情况下,能解决其他诊断模型应用的困难性,但模糊隶属函数的确定有一定的主观性。华中理工大学针对具体的FMS系统,深入研究了故障树层次诊断模型,提出扩展故障树建模方法,并给出了基于此的框架知识表达和诊断推理策略,并采用了多模型故障诊断方法。

#### 4.2.3.1 诊断系统集成技术

从诊断技术的发展阶段看,集成智能诊断是当前智能诊断的研究热点及将来的发展趋势。所谓集成诊断就是把涉及诊断的不同侧面的理论和方法组合起来,并以系统对问题求解的高效性、有效性和成功性为目的。集成包含多方面的内容。从宏观角度而言,FMS诊断系统的集成技术体现在4个方面。

(1)诊断流程各个环节的集成直至向上集成至企业资源管理的一部分,可以称之为过程集成。

(2)不同诊断数据、诊断知识及其相应的表达方法的合理综合应用,可以称之为信息集成,由于监控系统中还包含硬件设备,如传感器、PLC、NC和CNC等,但其是服务于监控及诊断的底层数据获取,因此,可以把硬件集成归属于信息集成中。

(3)多种故障模型、诊断推理策略或方法的组合应用,以及系统对多种智能方法的集成,包括人的集成,可以称之为功能方法集成。

(4)从现场诊断到远程诊断服务中心的网络化、多资源共享集成,可以称之为网络化集成。从学科交叉的角度,系统集成意味着多种学科在某种目标下的交叉、衔接、渗透和综合。

由FMS特点及其故障诊断的困难性看出,要建立有效、可靠的诊断系统,集成诊断势在必行。W.Hu所提出的集成诊断系统强调模块化及可重构性,并将故障树划分为三类:功能化故障树、原理性故障树和规则化故障树,在诊断过程中三者紧密联系,共同实现故障推理过程,并基于PLC监控信号提出了逻辑诊断和控制命令序列诊断模型。Abdoul等人将FMS的故障诊断及故障情况下加工任务的重新调度联系在一起进行研究,建立了FG(Functional Graph)及OAG(Operation Accessibility Graph)模型,系统以FG模型为基础进行故障推理,以OAG模型为基础实现生产任务的重新调度,这一过程是紧密联系、协作完成

的。国内,国防科技大学在“863”计划项目中,对FMS监控系统的总体设计和关键技术作了大量的预研工作,研究了系统安全、工件流、刀具流及加工设备等检测监控子系统的初步集成及统一协调处理问题。为了实现多种诊断方法的综合应用和集成,从软件设计方法上就要求一种更好的适用机制,多种信号检测、处理及分析方法、诊断方法、知识处理方法通过智能Agent封装,实现系统的总体集成。

#### 4.2.3.2 研究的特点及存在的问题

(1)研究的特点。

1)监控及诊断系统多为集中式结构,诊断系统总体架构按FMS的层次结构设计,呈递阶控制方式;考虑监控及诊断的实时性需要,采用简单的阈值判定和推理迅速的简易专家系统,并利用神经网络数值运算的快速性,来处理局部信息的状态识别问题;诊断系统结构由集中式向分布式、网络化方向发展,相关的研究已经起步。

2)相关学科的新技术、新方法迅速应用于FMS诊断,但更多的是针对FMS的子设备或某一设备的子部件进行试验性研究,偏重于原理性探讨和应用的试探,特别是围绕知识处理问题,采用新型信息处理技术,力求建造实用性更高的专家系统;诊断方法、诊断策略不断智能化,如模糊数学、人工智能的应用,智能诊断方法逐渐占据主导地位。

3)软硬件系统的模块化、可扩展及可重构式结构已逐步得到采用,系统的组建以图形化组态方式进行。用户可以运用基本的、标准的部件(模块),各模块单元根据诊断对象的不同,经特征优化及细节设计实现通用而又专业的系统;监控系统的体系与布局与复杂制造系统的结构相适应,采取不同的系统层对应不同的监控与诊断模块,即故障诊断的层次模型,形成分布式信息拾取与处理,并逐级向上集成形成全局的状态检测与故障诊断系统,即“万能”、“柔性”和“可集成”系统。

4)集成诊断开始受到重视,如多信息、诊断技术及方法的综合运用与集成,但显得零零散散,更多研究的出发点是就某一局部问题,将几种诊断方法相结合加以应用。

(2)存在的问题。从国内外研究现状可以看出,现有的研究仍有许多不足:

1)集成化诊断思想还不成熟,缺乏合理的集成架构,基于MAS理论建造诊断系统,已有的研究不够深入,表现在Agent功能角色划分不明确、粒度太粗,以及缺乏如何从系统的角度去实现这一集成架构等方面;状态监控与故障诊断系统的通用型智能化设计与实施方法研究还未形成明确的研究目标。

2)诊断信息的传递及共享缺乏一个通用化、标准化的交互机制,传统的方法是通过应用程序接口(API)按一一对应的关系进行参数传递,该方法僵硬死板,其协议的不透明性导致系统的开放性受限制。已应用的诊断系统缺乏开放性和柔性,功能子模块之间采用“紧耦合”方式,表现为:当监测环境改变时,诊断系统难以适应;对诊断系统作局部调整时,牵扯的改动面太大,开发性是现代软件系统的发展方向;软件的重用、重构性不理想导致开发和维护困难。

3)实时监测、故障诊断及趋势预报有脱节现象,特别是在FMS实时运行过程中,忽视了应用设备内部的信息,对PLC、CNC内部实时数据没有开发利用,而此类信息对故障的早期发现及“事后”诊断极有价值。

4)就多种智能诊断方法的集成应用还需要作进一步的

深入研究,有限的研究与实际应用还有一定的距离,特别体现在国内该领域的发展状况上。总体而言,由于国内FMS的发展和运用相对滞后于国外,导致FMS故障诊断技术的研究也相对粗浅和缺乏。

### (3) 发展趋势。

1) 多传感器信息拾取与融合的综合智能决策系统。诊断系统的智能程度、决策方法更加趋近于人类专家在处理诊断问题时的综合决策方式。

2) 自动地对未遇到过的或无法预计的加工状态及异常、故障状态进行分析、处理和监控;敏锐的捕获突发故障的能力。

3) 先进的组态化、高度“柔性”的诊断系统结构。这是诊断系统灵活性、易用性的要求,状态监控与故障诊断系统的通用型智能化设计与实施系统研究。

4) 监控设备的“积木式”组合方式,同时提供软件的通用化标准接口(如OPC)及监测设备的自诊断、自适应功能模块。用户可以运用基本的、标准的各模块单元简单而快速的搭建适用的诊断系统,并最终实现软硬件系统的高度集成应用。

5) 面向领域问题的特点,进一步分析、探讨FMS诊断系统的体系结构、原理、组成、监控策略和功能要求等问题,并引入相关学科的新观点、新方法、新思维和新技术,不断提高诊断系统的可靠性、灵活性、易用性、实用性、实时性及精确性。

6) 远程网络化诊断服务中心的建设,这是实现“产校联合”,推进应用与研究共同发展的有效途径;服务中心的仿真教学为企业培养急需的高素质维修人员,同时,通过广阔的信息来源丰富诊断数据库和教学素材。

### 4.2.4 CIMS对故障诊断系统设计产生的指导作用

总结国内外CIMS在近几十年的发展历程,人们从现实和理性的角度出发,重新对系统的柔性、人在系统中的作用及开展分布式系统研究进行了评估和认识,制定了新的CIMS发展策略。以上三方面的认识都值得故障诊断系统在设计时加以借鉴,以使其沿着正确的发展方向不断前进。

(1) 适度的系统“柔性”。CIMS、FMS研究和应用的开始,人们对其“柔性”寄予了过高的期望,在功能上对它提出了过多的要求。从许多已投入运行的FMS系统来看,由于种种原因(系统本身、组织结构、管理和人员技术水平等),多数FMS并没有取得预期的效益和柔性,有的甚至还不如被替代的原制造设备。当前,总体结构以模块化、通用化和可扩展性为原则设计的压缩型的简单FMS或FMC(柔性制造中心)日益受到制造业的重视。故障诊断系统的设计应当吸取这一教训,不应过分强调系统的“柔性”。开始时的过高设计目标往往会导致高成本、高复杂和高风险。不要在设计开始就要求它可以胜任各种“故障现象”,甚至对各种复杂系统都能适用。应当合理配置各种检测设备,对传感器的采集点要科学地“节约”设置,软件系统的设计力求简洁、高效、实用。同时,从系统全局观点出发,做到硬件的配置与软件的设计合理平衡,以提高系统全局的诊断效果为最终目标。故障诊断系统的设计同时要兼顾模块化、组态式与可扩展性的准则。

(2) “人”在系统中的作用。CIMS在研究初期及其后的相当长一段时间内,将制造系统的完全自动化作为研究发展的目标,并过分强调信息集成的作用,而忽视了“人”的技能及创造性在CIMS集成系统中的作用。随着

CIMS、FMS的不断研究和实践,人们逐渐认识到,人是实现CIMS的关键。从早期的“无人加工”、“无人工厂”到现今的“人集成制造系统”,人在CIMS集成系统中的重要地位又得到了重新确定。我国“CIMS示范工程”中所提出的现代集成制造系统,在深度和广度上对早期CIMS内涵进行了拓展,强调“人应闭环在集成制造系统中”。美国正在实施的先进制造技术战略计划,吸取了20世纪80年代发展CIMS、FMS的经验教训,也明确和充分考虑到了人的因素对先进制造技术的影响。人机协同才是制造系统智能化的可行途径。

故障诊断系统应当更加注重人在系统中的作用和主观能动性。这种必要性体现在:①从诊断方式来说,有些故障征兆只能通过人来加以描述,例如:“螺钉有轻微松动”、“电动机外壳比较热”等等;②再智能的诊断系统也无法应付千变万化的各种意外故障,需要发挥人的创造性思维去分析和解决无法预料的新故障;③神经网络是对人脑结构和思维方式的模仿,但这种模仿的功能还与人脑有很大的差距,无法替代人的思维作用;④故障诊断专家系统从知识库的建立到丰富,都离不开人类所积累的经验 and 不断创新的认识;⑤实践证明,人机协同的诊断系统能够取得最好的诊断效果。

注重人在诊断系统中的作用,建议从以下方面做起:①故障诊断系统具有良好的人机界面,包括运用视线跟踪、语音识别及手势输入等交互技术开发的多通道用户界面;②软件系统必须考虑人对故障作出的判断和决策,实现人机对话式诊断;③充分利用多专家的诊断知识,加强行业联合,互通有无,实现资源共享。

(3) 开展分布式系统研究。FMS、CIMS经过长时间的工业实践后,不少人认为,DNC系统是现阶段CIMS战略目标的最为有效的技术途径。许多企业,特别是经济和技术基础比较薄弱的小、中型企业,转向通过发展分布式数控系统来实施CIMS战略目标,即采用CAD/CAM+DNC=CIMS的技术途径。例如,目前所提出的“可重构组合机床”概念,其在结构上仍然属于模块化、分布式系统。多代理系统MAS(Multi-Agent System)在制造系统中的应用是目前的领域研究热点,其目标是通过分布式的多智能体构建“松耦合”的多层分散控制,满足制造过程的动态性、分散性控制要求。故障诊断系统的设计目前也向着分布式、多代理的结构形式发展。分布式人工智能(Distributed Artificial Intelligence, DAI)技术是一种建立在分布式控制结构基础上的智能手段的集成,它以其特有的优势逐渐被人们认识和重视。随着分布式处理技术的发展与应用,在先进制造系统的检测监控系统中应用分布式人工智能技术已是必然,并已成为检测监控系统实现智能化的核心技术。基于DCOM或者CORBA的分布式应用系统架构应当受到重视和采用。

### 4.2.5 面向新世纪的CIMS发展与故障诊断系统设计

(1) 以“软”促“硬”,提高综合水平。随着信息时代的到来,信息正迅速上升为制约现代制造系统的主导因素。信息科学、管理科学的飞速发展和推广应用,为CIMS的发展产生了新的推动力。在先进制造系统的发展中,世界各国都强调优化组合和高度灵活的组织管理,以优化组合产生竞争力,通过高效管理产生经济效益。针对我国目前制造业“硬”件相对落后,但资金又缺乏的状况,大力发展“软”件技术,以“软”促“硬”,提高制造业综合水平,无疑是行之有效的路线方针。

故障诊断系统本身包括硬件系统和软件系统,坚持以“软”促“硬”的方针,具体从以下方面实现:①硬件系统的集成优化技术研究,包括检测信息的集成与优化、检测点的科学分布及检测设备的合理化使用;②硬件系统的规划管理与可靠性研究;③新型故障诊断理论的研究;④软件系统的编程技术研究。

(2) 大力开展分布式人工智能研究。分布式人工智能DAI在故障诊断系统中的应用研究,目前还处于尝试阶段,更多的报道只是停留在理论研究方面,而且还缺乏系统性,特别是对于FMS这样的复杂巨系统,建立基于MAS的诊断系统难度较大,还未见有成功应用的报道。DAI的应用,将为诊断系统带来如下的优点:①良好的开放性,在“松耦合”的结构下,系统可以轻松地扩展;②系统“柔性”大大加强,诊断Agent的动态联盟可以满足多种配置结构的诊断环境;③智能程度提高,结论的可信度提高,这是多诊断Agent共同协作的必然结果;④系统的诊断效率提高,多Agent运行在并行方式下,相比传统的串行诊断过程具有较高的效率。

(3) 网络化、全球化的协同工作。随着“网络全球化”、“市场全球化”、“竞争全球化”和“经营全球化”的出现,许多企业都积极采用“全球制造”和“网络制造”的策略。CIMS建设的三个集成化要求也完全融入了全球网络化的趋势。CIMS发展从企业内部走向区域化、行业化直至全球化。在全球化的生产方式下,复杂系统的设计、制造往往是由多个处于不同地域的企业协同完成的,因此,对其进行故障诊断难以由单一企业提供相关服务和技术支持。基于网络的远程故障诊断中心成了当前及以后的研究热点。如图5.4-35所示,在网络大环境中,故障诊断过程将利用多方资源协同完成。网络技术、现代通信技术、活动图像的压缩技术、分布式数据库技术、多媒体技术、人工智能技术和在线监测和数据采集技术等诸多方面都受到重视。网络模式下的故障诊断系统标准化研究,则是应受到普遍关注和急需解决的问题,国外已有相应的标准推出。

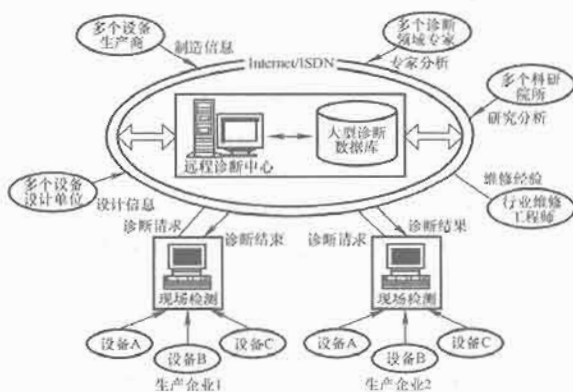


图 5.4-35 基于网络的远程故障诊断中心结构模型

(4) 绿色可持续发展战略。绿色制造、环境意识的设计与制造、生态工厂和清洁化生产等,都是可持续发展战略在制造业中的体现,也是摆在制造业面前的重大课题,并已受到了世界范围的重视和大力提倡。CIMS、FMS作为制造业大力发展的先进制造系统,也必将顺应这一发展潮流。设备诊断工程的诊断方法、诊断设备和诊断过程要符合可持续发展的要求,即实施绿色诊断。绿色诊断是指诊断方法、诊断设备和诊断过程不仅要满足实现诊断性能的要求,还要满足有利于保护环境、节约能源、节省资源及使用简单可靠的要求。

设计制造诊断设备选材及诊断中应用消耗材料时,要尽量选用无毒、无污染材料和易回收、可重用及易降解材料。诊断过程中应尽可能不产生污染环境的废气、废液、废料、放射性污染、电磁辐射和噪声污染等。若不能完全避免则应采取有效的防护措施,以免污染环境和危害操作者。诊断设备要低能耗、低物耗、使用简单可靠,且设备报废后要易于拆卸、回收和翻新或能够长期安全放置(不污染环境)。同时,故障诊断软件系统开发应当满足绿色软件的要求。作为企业MIS(管理信息系统)集成的一部分,为其提供安全可靠的设备状态及故障记录信息。

#### 4.3 专家系统在装备制造中的应用

专家系统通常包括:知识库、动态数据库、知识库管理系统、推理机、用户接口、知识获取设备和系统输出等。

专家系统已经广泛应用于各个领域,在机械工业中成功应用于产品设计、工艺设计和机械故障诊断等许多方面。根据功能不同,专家系统可以划分为解释型、预测型、诊断型、连监控型、设计型和规划型等各种类型。例如,基于实例与知识的专家系统,基于实例和知识的混合推理策略,既可通过对已存的实例零件工艺进行变异设计当前零件的工艺,也可根据工艺知识库的知识进行创成设计。龙门铣床进给箱方案设计专家系统,该系统首先建立专家的设计知识和推理网络,采用正向约束推理策略,可进行概念设计、参数设计、方案布置和方案评价。另外,还有箱体类零件与编程专家系统、面向对象的知识表达的结构设计专家系统、模具设计专家系统、定位基准专家系统、设备故障诊断专家系统及回转体零件专家系统。

#### 4.4 专家系统的基本构成

专家系统是一种问题求解的智能软件系统,在某一专业领域内,它把有关人类专家的经验 and 知识表示成计算机能够接受和处理的符号形式,采用专家的推理方法和控制策略,解决该领域内只有专家才能解决的问题,并达到专家级水平。由于专家系统的优劣主要取决于它是否具有解决问题的丰富知识,故专家系统也被叫做知识系统。这一概念包含两方面的含义:第一,专家系统是用于处理现实世界中提出的需要由专家来分析、判断和解决的问题,专家之所以能解决这些问题,并且得到的结论与专家决策相同,正是由于这一点,专家系统不同于一般的数据处理系统。在传统程序系统中,只是简单地存储答案,人们只可以在机器中检索答案。

### 5 虚拟现实及仿真技术

#### 5.1 虚拟现实简介

Virtual(虚拟)这个英语单词现在非常流行,虚拟设计、虚拟制造、虚拟装配、虚拟试验……,形成了所谓的虚拟技术。电子计算机是虚拟技术的主角,模拟仿真技术在虚拟技术中得到了充分的应用和发展,虚拟现实(Virtual Reality)标志着模拟仿真技术的最新发展成果。

虚拟现实是传感技术、多媒体技术、控制技术和模拟仿真技术的完美结合,其核心是一台高性能的计算机——虚拟现实计算机,通过多种输入输出设备构造出所谓虚拟环境(见图5.4-36)。

人们戴上特制的头盔、眼镜、耳机和手套,则立刻置身于计算机营造的虚拟三维空间之中,眼中看到立体彩色图



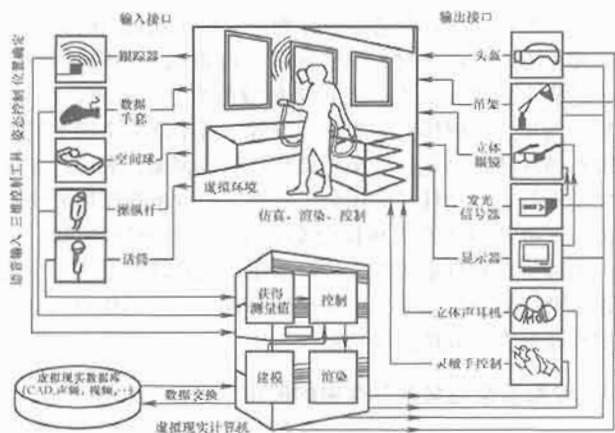


图 5.4-36 虚拟现实系统

像，耳中听到立体声，一抬手一抬足都能对虚拟环境中的事物产生预期的影响。因而可以“身临其境”，用人类本身的感觉器官逼真地体验计算机营造出的环境。例如，你可以打开一台虚拟吊车车门，走进驾驶室中，操纵按钮、手柄开动吊车，驾驶它前进，操纵吊臂吊起重物，如同操纵一台真实的吊车一样。应用虚拟现实技术进行产品开发，不仅可以使产品的设计者在产品尚未制造出之前就充分检验各种设计细节和最终的设计效果，而且可以使使用者能尽早地充分“体验”产品的各种性能。

## 5.2 系统仿真基本原理

### 5.2.1 模拟仿真技术的定义

模拟（Simulation）是指选取一个物理的或抽象的系统的某些行为特征，用另一个系统来表示它们的过程。

仿真（Emulation）是指用另一数据处理系统，主要用硬件来全部或部分地模仿某一数据处理系统，以致于模仿的系统能像被模仿的系统一样接受同样的数据，执行同样的程序，获得同样的结果。

但是，人们在许多场合却习惯于将模拟仿真两个词连用，并用 Simulation 来表示，指的是：用模型（物理模型或数学模型）来模仿实际系统，代替实际系统来进行实验和研究，而模拟（Analog）却被用来仅指应用模拟计算机进行仿真。

事实上，习惯定义的模拟仿真，即用模型来模仿实际系统进行实验和研究，从来就是产品开发中的常用技术手段。例如：人们要设计一架飞机，为了研究其空气动力学性能，总是要先制造一个缩小的飞机模型，放在气流场相似的风洞中进行实验研究；人们要设计一艘轮船，为了了解轮船的各种性能，常常要先做一个缩小的轮船模型，在水池中进行各种试验等等。当然，这些模拟仿真用的都是几何相似的物理模型。自从电子计算机问世以后，模拟仿真这个概念就越来紧密地与计算机联系在一起了，人们越来越多地通过数学模型应用计算机来进行模拟仿真。例如：美国不久前研制成功的新一代波音 777 飞机，宣称进行了“不上天的试飞（Testing without flying）”，就是用计算机完成了模拟试飞，取得了和实际上天试飞的同样效果。这一事例充分显示计算机模拟仿真技术的当代发展水平，同时也说明计算机模拟仿真已成为现代产品开发中的重要支撑技术。

模拟仿真，尤其是计算机模拟仿真技术之所以能在现代产品开发中发挥其重要作用，主要是因为：

（1）应用模拟仿真技术，可以提高产品开发质量。现代产品开发，强调“最优化设计”——以追求产品全寿命周期

的综合性能最佳为核心准则。这是传统的产品开发不可能做到的，传统的产品开发有时甚至仅仅以满足使用要求为准则，局限为“可用化设计”。但是，产品在其全寿命周期内可能遇到各种各样复杂的工作环境，而且这些复杂的工作环境往往是人工难以复现的。应用计算机模拟仿真技术，甚至可以在产品尚未最终设计出来之前，就考察研究它们在各种工作环境下的表现，从而保证其综合性能的最优。这正是模拟仿真技术首先被应用于航天、航空、军事和原子反应堆等领域的重要原因。例如：第一台模拟计算机用于飞机设计，第一台混合计算机用于导弹轨迹计算等。

（2）应用模拟仿真技术，可以缩短产品开发周期。产品开发周期主要由设计周期、加工准备周期和制造周期三部分组成。传统的产品开发，常常要经历方案设计→图样设计→样机制造→工艺设计（必要时伴以工艺试验）→批量生产这样一系列步骤，在任何一个步骤中发现问题，常常要回退到前面的某一步骤重新循环。此外，样机制作、工艺试验本身也要花费很多时间，因而造成产品开发周期的冗长。应用模拟仿真技术，可以从以下几个方面大大缩短产品的开发时间。

1) 在方案设计中，可以同时多个方案进行综合性能的模拟预测，以便迅速确定最佳方案。

2) 在图样设计阶段，可以通过模拟仿真，对结构、参数是否适合产品综合性能要求进行验证。

3) 模拟仿真可以代替或部分代替样机制作、工艺试验。

4) 可以通过对制造过程、装配过程的模拟，及早在设计阶段就发现并解决工艺设计、加工制造中可能发生的问题。

（3）应用模拟仿真技术，可以降低产品开发费用。用计算机模拟仿真代替样机或实体模型试验，不仅可以缩短产品开发周期，而且可以大大节省开发费用。例如，在大型变压器产品开始中必须进行电磁场的计算，用传统的解析法已无法计算，多年来一直是通过 1:1 的实体模型试验来取得数据，每做一件模型就要花费几十万甚至几百万元，现在用计算机进行电磁场波过程仿真，可节省下可观的模型制作费用。

又如，汽车车身覆盖件的设计中，不仅要考虑其运行阻力、外观造型等因素，而且要考虑安全因素——当汽车受到碰撞时，车身的变形应尽可能少地危及乘客的安全。为此，每设计一个车型总要拿出十几辆车，从不同方向进行撞车试验，验证车身的变形状况。现在美国等工业发达国家已实现用计算机进行撞车模拟试验，从过去毁坏十几辆车做撞车试验，减少到只用 5 辆。

（4）应用模拟仿真技术，还可进行复杂产品的操作使用训练。要掌握复杂产品（如飞机）或复杂技术系统（如核电站）的操作控制，必须进行训练，采用真实产品或系统进行训练，不仅费用昂贵，而且风险巨大。应用模拟仿真技术，可以让受训人员“身临其境”地学习操作、控制性能；还可以制造出许多罕见的“故障”和“险情”，让受训人员学会处理和排除，取得用真实产品或系统所达不到的训练效果。

### 5.2.2 模拟仿真技术的发展

用实体模型代替真实系统进行试验和研究，古已有之。鲁班的传说就有“鱼衔梁，土堆亭”的故事，说的是鲁班用一碗倒扣在桌上的米饭、一根两端各插在一条鱼嘴里的筷子，向他的弟子们作了一次形象的装配工艺仿真，解决了房梁短、顶盖重的工程难题。在长期的实体模型仿真中，人们逐渐建立起一套完整的相似理论和准则，以此来保证实体模



型模拟的科学性和模拟精度。值得提出的是:对于现代产品开发来说,这种实体模型仿真在许多场合仍然具有不可替代的重要作用。

随着微电子技术,特别是电子计算机技术的发展,以计算机为主要工具的模拟仿真技术在20世纪的后50年中迅速发展起来,成为工程技术领域计算机应用的重要方向。特别是由于三维产品建模技术的日臻完善,不仅使三维实体模型取代二维几何模型成为CAD支撑软件的核心,而且使得模拟仿真技术能方便地与CAD中的其他技术实现集成,成为许多商品化CAD支撑软件系统中无缝连接的重要功能模块。模拟仿真为CAD系统提供了在产品设计的不同阶段,特别是其早期阶段就能对最终产品的性能进行预测或验证的技术手段。CAD中的三维实体模型又为模拟仿真中的可视化建模、可视化仿真结果分析提供了有力的支持。

模拟仿真作为计算机应用技术,是硬件技术和软件技术的完美结合。在模拟仿真的硬件技术方面,大体经历了模拟计算机、模拟/数字混合计算机和数字计算机三个发展阶段。

模拟计算机是一种以运算放大器为基本部件,可以进行积分、求和和反号等运算的计算装配,用于以微分方程描述的系统仿真。早在20世纪40年代,就出现了专用的模拟计算机,用于飞机的设计,继而在20世纪50年代出现了通用的模拟计算机。这种计算机运算速度快,可输入输出连续的模拟量,但逻辑功能差,模拟精度低。

1958年,出现了第一台模拟/数字混合计算机,用于导弹轨迹的计算。在20世纪60年代,这种混合计算机得到了充分的发展,它在模拟计算机的基础上增加了采样保持、逻辑判断和自动设置参数等数字计算机功能,所以也称为第二代模拟计算机,从而实现了微分方程的高速迭代运算,扩大了模拟机的应用范围。

20世纪70年代以来,由于数字计算机性能价格比的迅速提高,数字计算机取代模拟计算机成为模拟仿真的主要工具。根据不同的性能价格档次和不同的使用目的可分成下面4类。

1) 通用微型机或由通用微型机加上扩展模块组成的仿真工作站。通用微型机可用于一些简单技术系统(问题规模较小,实时性要求不高)的模拟仿真,而在通用微型机基础上加上仿真专用扩展模块所组成的仿真工作站,可以大大提高处理能力和处理速度。这一类仿真硬件可以满足中小型企业大多数产品开发中的模拟仿真要求,用联网的通用微型机或仿真工作站配以服务器,还可以用于更复杂系统的模拟仿真。

2) 专用仿真数字计算机。这类计算机是由超级小型机加上外围阵列计算机组成的多处理机系统,无论是数据处理能力还是处理速度都能满足实时仿真的要求。

3) 具有并行处理功能的超级计算机。通用微型机采用串行处理的工作方式,而超级计算机则具有并行处理的能力(前不久国际象棋人机大战中“深蓝”就是一台并行计算机),根据待处理问题的规模,可以用成百上千个处理单元按一定的拓扑结构组成处理单元网络,共同进行问题的求解,处理速度随着处理单元的増加而増加,因而具有很强的仿真处理能力。

4) 由超级小型机、阵列处理机和模拟处理机共同组成的现代混合计算机。这是目前速度最快的模拟仿真计算机系统,又称为第三代混合计算机,但结构复杂、价格昂贵,仅用于大型复杂系统的模拟仿真。

在模拟仿真的软件技术方面,大体经历了通用程序设计

语言、仿真语言、建模与仿真一体化环境,以及智能化建模与仿真环境4个发展阶段。

1) 通用程序设计语言(如Fortran)编写的专用仿真程序或仿真软件包。通用程序设计语言编写的专用仿真程序一般是针对某个特定问题或某种特定仿真方法编制的程序,而仿真软件包则包含了一个或一些由不同功能的标准子程序组成的子程序库,供用户根据处理不同仿真问题的需要调用。20世纪60年代问世的仿真系统中都是采用这种方法,它们中有的是面向微分方程的,有的是面向结构图的,有的是针对线性系统的,有的是针对非线性系统的。由于是用通用程序设计语言编写的,因而不受机型限制,可移植性强,但缺点是功能比较简单,适用面比较窄,而且要求使用者掌握通用程序设计语言的编程。尽管如此,对一些简单技术系统的模拟仿真,至今仍然可以采用这些软件,特别是专门用于结构模拟仿真的有限元软件(如ANSYS、SAP等),至今仍在工程设计领域发挥着重要的作用。

2) 仿真语言。20世纪60年代~20世纪80年代,出现了许多适用于不同对象、不同领域的数字仿真语言。如果将机器语言称为第一级语言,汇编语言称为第二级语言,Fortran等通用程序设计语言称为第三级语言的话,那么仿真语言则是第四级语言。使用仿真语言的最大优点在于:它不需要使用者熟悉通用程序设计语言的编写,并且大大减少了使用者的程序编写工作量,只要用很少的语句就可以描述出所要处理的仿真问题。这类仿真语言大体上可分为三类。

一类用于处理连续系统(常微分方程、偏微分方程和差分方程);一类用于处理离散系统(代数方程、排队模型等);一类用于处理连续/离散混合系统。

3) 建模与仿真一体化环境。在仿真软件的上述两个发展阶段中,建模与仿真是相分离的,而且建模工作完全依靠人工完成。

20世纪80年代中期,出现了能支持建模、模型分析、模型简化、系统仿真、系统设计和统计分析等模拟仿真全过程的仿真软件,这就是所谓建模与仿真的一体化环境。例如,美国于1984年推出的TESS系统,就是以工程数据库为核心建立的这样一个一体化环境。

4) 智能化建模与仿真环境。随着模拟仿真技术的发展,人们越来越清楚地认识到:模拟仿真过程不仅仅是数学计算、数据处理的过程,同时是经验判断和知识推理的过程,引入人工智能,对实现模拟仿真的自动化至关重要。此外,多媒体技术(语音、图像识别处理等)也应引入模拟仿真系统,因此,建立智能化建模与仿真环境成为当今仿真软件技术发展的前沿。

### 5.2.3 模拟仿真技术的三大组成部分

对一个工程技术系统进行模拟仿真,包括了建立模型、实验求解和结果分析三个主要步骤。

#### 5.2.3.1 建立系统数学模型

模拟仿真是一基于模型的活动,是用模型模拟来代替真实系统进行实验和研究。因此,首先就要对待仿真的问题进行定量描述,这就是建立系统的数学模型。

模型是对真实世界的模仿,真实世界是五彩缤纷的,因此模型也是千姿百态的。

1) 根据模型中是否包含随机因素,可分为随机型和确定型模型。

2) 根据模型是否具有时变性,可分为动态模型和静态模型。

3) 根据模型参数是否在空间连续变化,可分为分布参

数模型和集中参数模型。

4) 根据模型参数是否随时间连续变化,可分为连续系统模型和离散系统模型。

5) 根据模型的数学描述形式,又可分为常微分方程、偏微分方程、差分方程和离散事件模型等。

对于上述不同类型的模型,这里不作深入的论述,只讨论建立系统数学模型中的几个共性问题。

1) 建模的过程是一个信息处理的过程,换言之,信息是构造模型的“原材料”,根据建模所用的不同类型“原材料”可将建模方法归为两类。

一类是演绎法建模,即利用先验的技术信息建模。其过程是:从某些前提、假设、原理和规则出发,通过数学逻辑推导来建立模型。因此,这是一个从一般到特殊的过程,即根据普遍的技术原理推导出被仿真对象的特殊描述。

另一类是归纳法建模,即利用对真实系统的试验数据信息建模。其过程是:通过对真实系统的测试获得数据,这些数据中包含着能反映真实系统本质的信息,然后通过数据处理的方法,从中得出对真实系统规律性的描述,例如大家熟知的最小二乘回归模型等。这是一个从特殊到一般的过程。

但是实际应用中,常常是通过上述两类方法的结合完成模型的建立,即混合法建模。

不管用哪种方法建模,其关键都在于对真实系统的了解程度。如果对真实系统没有充分的、正确的了解,那么所建的模型将不能准确地模仿出真实系统的本质。

2) 模型的可信度。既然模型是对真实系统的模仿,那么就有一个模仿得像不像的问题,这就是模型的相似度、精度的可信度的问题。

模型的可信度取决于建模所用的信息“原材料”(先验知识、试验数据)是否正确完备,还取决于所用建模方法(演绎、归纳)是否合理、严密。此外,对于许多仿真软件来说,还要将数学模型转化为仿真算法所能处理的仿真模型。因此,这里还有一个模型的转换精度问题。建模中任何一个环节的失误都会影响模型的可信度。

为此,在模型建立好以后,对模型进行可信度检验是不可缺少的重要步骤。检验模型可信度的方法通常是:首先由熟悉被仿真系统的专家对模型作分析评估,然后对建模所用数据进行统计分析,最后对模型进行试运行,将初步仿真结果与估计结果相比较。

### 5.2.3.2 仿真计算

仿真计算是对所建立的仿真模型进行数值实验和求解的过程,不同的模型有不同的求解方法。例如:对于连续系统,通常用常微分方程、传递函数,甚至偏微分方程对其进行描述。由于要得到这些方程的解析几乎是不可能的,所以总是采用数值解法,如:对于常微分方程主要采用各种数值积分法,对于偏微分方程则采用有限差分法、特征法、蒙特卡罗法或有限元方法等。

又例如:对于离散事件系统,通常采用概率模型,其仿真过程实际上是一个数值实验的过程,而这些参数又必须符合一定的概率分布规律。对于不同类型的离散事件系统(如随机服务系统、随机库存系统和随机网络计划等)有不同的仿真方法。

随着被仿真对象复杂程度的提高和对仿真实时性的迫切要求,研究新的仿真算法一直是一项重要的任务,特别是研究各种并行的仿真算法。

### 5.2.3.3 仿真结果的分析

要想通过模拟仿真得出正确、有效地结论,必须对仿真

结果进行科学的分析。早期的仿真软件都是以大量数据的形式输出仿真的结果,因此有必要对仿真结果数据进行整理,进行各种统计分析,以得到科学的结论。现代仿真软件广泛采用了可视化技术,通过图形、图表,甚至动画生动逼真地显示出被仿真对象的各种状态,使模拟仿真的输出信息更加丰富、更加详尽并更加有利于对仿真结果的科学分析。

模拟仿真技术发展至今,用于不同领域、不同对象的模拟仿真软件林林总总,不可胜数,仅对机械产品设计开发而言,就有机构运动仿真软件、结构仿真软件、动力学仿真软件、加工过程仿真软件(如:切削加工过程仿真软件、装配过程仿真软件、铸造模腔充填过程仿真软件和压力成型过程仿真软件等)、操作训练仿真软件、生产管理过程仿真软件及企业经营过程仿真软件等等。这里仅以一种微机平台上的三维机构动态仿真软件为例,介绍模拟仿真软件的结构和功能。

DDM (Dynamic Designer Motion) 是 DTI (Design Technology International) 公司推出的、工作于 AutoCAD 和 MDT 平台上的微机全功能三维机构动态仿真软件,包含全部运动学和动力学分析的功能,主要由建模器、求解器和仿真结果演示器三大模块组成(见图 5.4-37)。

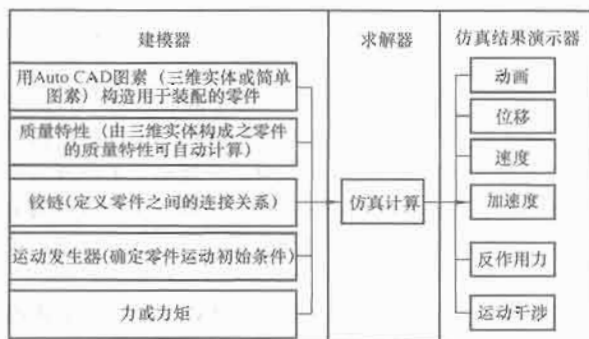


图 5.4-37 DDM 仿真软件模块结构

#### (1) DDM 建模器的功能。

- 1) 设定单位制。
- 2) 定义重力加速度的大小和方向。
- 3) 可以 AutoCAD 三维实体或普通图素(如直线、圆和圆弧)定义运动零件。

#### 4) 可以定义零件质量特性。

①如果将三维实体定义为零件,可以自动获得其质量特性。

②如果用其他图素定义零件,则可人工设定质量特性。

5) 可以定义各种铰链。铰链用于连接发生装配关系的各个零件,系统提供 6 种基本铰链和两种特殊铰链。

#### 基本铰链:

- ①旋转铰——沿一根轴旋转。
- ②平移铰——沿一根轴移动。
- ③旋转滑动铰——沿一根轴旋转和移动。
- ④平面铰——在一个平面内移动并可沿平面法线旋转。
- ⑤球铰——以一点为球心旋转。
- ⑥十字铰——沿两根垂直轴旋转。

#### 特殊铰链:

①凸轮——一个旋转零件与另一零件接触并推动该零件。

②螺旋——在沿一根轴旋转的同时按螺距移动。

6) 可添加弹簧力。

- ①线性弹簧。
- ②线性力矩弹簧。
- 7) 可添加阻尼。
- ①线性阻尼力。
- ②线性阻尼力矩。
- 8) 可添加外力或内作用力。
- ①作用力。
- ②作用力/反作用力。
- 9) 可添加外力矩或内部作用力矩。
- ①作用力矩。
- ②作用力矩/反作用力矩。
- 10) 可添加线性冲量。
- 11) 可定义力或力矩的变化规律。
- ①定常——单值。
- ②周期——正弦。
- ③阶跃——从一个值平滑跳跃至另一个值。
- ④可以人工定义力或力矩的变化曲线。
- 12) 可定义运动发生器提供运动条件。
- ①移动。
- ②旋转。
- ③初速度。
- 13) 其他建模功能。

①如果移动或旋转构成零件的任何一个图素, 整个零件皆被移动或旋转。

- ②可以将一个或多个零件定义为地基(固定不动)。
- ③可随时修改单位制。
- ④可随时修改各种符号的特性、颜色和尺寸。

(2) DDM 求解器的功能。

1) 可以设定仿真参数。装配、动静态装配等各种仿真方式。

2) 可检验模型, 分析自由度, 确定模型是否可求解。

3) 可用两种方式进行仿真求解。

- ①交互式——在 AutoCAD 内部运行。
- ②批处理式——设定日期/时间进行后台自动仿真。

4) 可将求解结果按 ADAMS 格式输出分析文件。

(3) DDM 仿真结果演示器的功能。显示运动过程:

1) 可进行单画面显示。

①可单步显示每一仿真时刻的结果。

②可跳跃各个时间段显示仿真结果。

2) 可进行动画显示。

①可在线框显示状态下进行动画。

②可在着色或渲染状态下进行动画。

3) 可用 Auto Vision 进行渲染并完成动画。

4) 可将动画按 FLC 文件格式存储以便重放动画。

5) 可播放 FLC 文件格式存储的动画。

(4) 查询运动学仿真结果。

1) 可用高阶曲线显示零件上任何一点的运动轨迹。

2) 可获得零件上任何一点的位移。

3) 可以用矢量方式显示仿真结果。

①显示速度矢量。

②显示加速度矢量。

③可以改变矢量的显示比例。

4) 可用 X-Y 曲线图方式显示仿真结果。

①速度、加速度、位移皆可用 X-Y 曲线显示。

②可在一个曲线图上显示各条结果曲线。

5) 要生成 WMF 文件以便将计算结果传递给其他软件。

(5) 查询力和力矩。

1) 可显示铰链反作用力。

2) 可显示惯性力。

3) 可显示外力。

4) 可显示零件重量。

5) 可显示运动发生器。

6) 可设定力和力矩的显示比例, 也可以将力和力矩用 X-Y 曲线方式显示, 甚至还可以在动画过程中显示力和力矩。

7) 可用于自由物体运动分析。

(6) 其他查询功能。

1) 可让模型位于某一速度矢量处于最大值或最小值的位置。

2) 三维实体构成的零件可进行动态干涉检查。

①可选定检查时间。

②可选定要检查的零件。

3) 可以读取以 ADAMS 模式存储的分析文件并显示仿真结果。

## 6 模糊和神经网络技术

### 6.1 模糊逻辑基本理论

在现实的客观世界及工程领域中, 既存在着许多确定性与随机性的现象, 还普遍存在着模糊现象。模糊现象是边界不清楚, 在质上没有确切的含义, 在量上没有确切界限的某种事物的一种客观属性, 是事物差异之间存在着中间过渡过程的结果。例如, 自然现象中的“大雨”、“中雨”、“小雨”、“多云”、“少云”, “冷”和“热”等。又如, 人们常说, 设计产品“性能好”、“效率高”、“寿命长”、“安全可靠”和“使用维护方便”等。此外, 在机械系统中大量发生的疲劳、磨损及振动失稳等失效形式, 均不是确定的“非此即彼”的二值  $[0, 1]$  逻辑状态, 而是存在着从“正常”到“失效”的中介过渡过程, 即模糊的“亦此亦彼”的逻辑状态。

在常规的工程设计中, 人们将上述种种的模糊现象处理成二值  $[0, 1]$  逻辑状态, 用它们的集合  $A = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$  的特征函数来描述 (见图 5.4-38), 即

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & x \in A \\ 0 & x \notin A \end{cases} \quad (5.4-48)$$

这就是说, 从某一状态到另一状态的这些现象 (因素) 有一明确的分界线, 这种“一刀切”的“刚性”处理是符合事实的。众所周知, 零件从正常工作到失效存在着一个渐变的连续中介过渡过程, 应力引起的失效亦如此, 其他条件引起的失效, 如变形、磨损、速度和振动稳定性等也都是这样。因此, 为了描述这些客观存在的种种模糊现象, 对这种确定的二值  $[0, 1]$  逻辑状态进行模糊化处理, 将图 5.4-38 的特征函数的取值范围扩大, 由此产生了模糊集合  $A$  的隶属函数的概念, 见图 5.4-39。

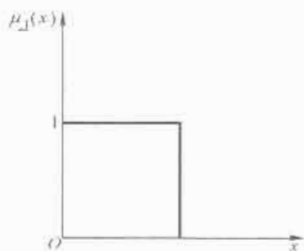


图 5.4-38 特征函数

这样对于任一元素  $x$ , 即工程设计任一物理量, 如应力、位移、速度、频率和温度等, 属于相应的模糊集合  $A$  的程度, 便可由隶属函数  $m_A(x)$  及其取值隶属度  $m_A(x)$  来描述和量化。



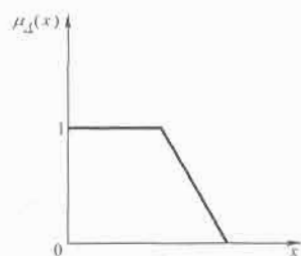


图 5.4-39 隶属函数

我们知道，设计过程任一设计因素、概念或特征均可用集合表示，其中的模糊性便构成了模糊集合，一个模糊集合是完全以隶属函数和隶属度来描述与量化的。从工程设计角度看，某一设计因素（变量或参数） $x_i$  隶属于某一设计空间中的模糊子集  $A$ （模糊允许范围）的隶属程度，可看作一种设计判据。这种隶属程度越高，相当于安全系数越大，或表示某一设计因素、某一设计方案的满足越高。运用截集的概念，截取  $m_A(x) \geq \lambda, \lambda \in [0, 1]$ ，便到一定安全水平下的设计变量的取值，即获得一种设计方案。若给出一系列不同的  $m_A(x) = \lambda$ ，便获得一系列不同安全水平下的设计方案，设计者可从中选取合适的满意方案。这种“柔性”的分析和选择也是模糊设计的一个显著特点。

在模糊设计中，常选用梯形和三角形分布为模糊集合的隶属函数，如图 5.4-40 所示。此外，还用其他形状的隶属函数，如正态分布隶属函数。

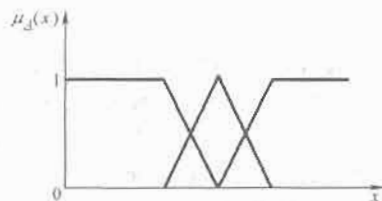


图 5.4-40 梯形和三角形隶属函数

由上分析可见，模糊设计的理论基石是模糊集合和隶属函数，正确选择与确定隶属函数与隶属度是模糊设计的关键。

## 6.2 模糊控制器

模糊控制与一般的自动控制的根本区别是，不需要建立精确的数学模型，而是运用模糊理论将人的经验知识、思维推理，纯控制过程的方法与策略是由所谓的模糊控制器来实现的。因此，模糊控制设计的核心是模糊控制器的设计。

现以一个模糊控制器的结构（见图 5.4-41）来说明模糊控制器的设计流程（见图 5.4-42）。

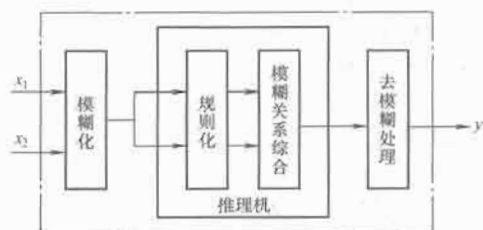


图 5.4-41 模糊控制器的结构

(1) 系统分析。对受控的工业对象进行系统分析，确定控制器的输入变量  $x_1$ 、 $x_2$  与输出变量  $y$  及它们的数值变化范围和要求达到的控制精度等，根据实际过程的需要建立物理模型，确定控制器结构的总体设计方案。

(2) 模糊化方法的选择与确定。所谓模糊化，就是把输入变量数值变换成模糊语言变量的语言值，例如某燃烧炉温度  $910^\circ\text{C}$ ，变换成语言值（温度“低”、“中”、“高”），在实际控制过程中，经常把一个物理量划分成正大（PL）、正中



图 5.4-42 模糊控制器的设计流程

(PM)、正小（PS）、零（ZE）、负小（NS）、负中（NM）和负大（NL）7 级语言变量。每一个语言值对应一个模糊子集，其隶属函数通常选用三角形或梯形分布，如某控制器输入变量如温度、压力模糊集的隶属函数。由隶属函数图可确定输入数值相应的隶属度。

(3) 模糊控制规则库的建立。确定语言控制规则是模糊控制器设计的核心工作，规则的形式很像计算机程序设计语言常用的“IF...THEN...”条件语句。控制规则的多少视输入及输出物理量数目及所需的控制精度而定。值得注意的是，规则的数目是以语言变量级数平方关系变化而迅速增加，规则越多，推理的质量就会下降越多。因此，在规则库的设计时，需要确定合适的语言变量级数、控制规则的数目及建立正确的规则形式。推理规则的运算涉及模糊算子的确定。模糊理论的研究已提出了多种模糊算子，目前世界各国研制的模糊推理应用软件中，常用的推理运算方法为最大—最小（MAX-MIN）和最大—乘积（MAX-PROD）这两种算子。

(4) 输出数值的去模糊处理。所谓去模糊处理，就是将输出的语言模糊量回复到精确的数值，也就是将输出的模糊子集的隶属度计算出确定的数值过程。去模糊处理有各种方法，其中最简单、最常用的有最大隶属度法与面积重心法。

(5) 试验修正。为验证设计理论与方法的有效性、可靠性，所设计的模糊控制器需进行严格的试验检验和修正调整，可以在线进行适时测量，也可离线进行仿真试验或计算机仿真，以检验所设计的控制器是否达到预定的控制目标。如果没有达到要求，要重新进行精心的设计。

目前世界上已研制出各种专用硬件模糊控制器（模糊芯片），可供选用。另外，进入 20 世纪 90 年代以来，美国、日本、德国和我国已研制开发了各种模糊控制的软件开发工具，国外早在 20 世纪 70 年代以来就在锅炉控制、燃烧炉的温度控制、压力容器的压力控制、热交换控制及十字路口的交通控制等方面实现了模糊控制。目前，它主要应用于液压伺服系统、机器人、汽车和家电产品等控制领域。应该指出的是，模糊控制对那些难以获得数学模型或模型非常粗糙的工业系统，如那些大滞后、非线性等复杂工业对象实施控制有独特优势，但它绝不可以代替经典的自动控制，而是扩展了一般的自动控制。在一些实际过程中，人们也常把模糊控



制与一般的自动控制结合在一起应用,并且已研制出神经模糊网络的家电产品,将模糊控制技术与人工神经网络、专家系统等人工智能中的一些新技术相结合,向着更高层次的研究和应用发展。但是,如模糊算子、模糊关系方程的求解等模糊控制理论方面,还有许多不完善的地方,有待人们去深入研究。

国外从20世纪70年代、国内从20世纪80年代开始,以数学规划论为基础,以计算机为工具的优化设计技术取得了不断的发展和广泛的应用,收到了显著的效益。但是常规的优化设计把设计中的各种因素均处理成确定的二值逻辑,忽略了事物客观存在的模糊性,使得设计变量和目标函数不能达到应有的取值范围,往往会漏掉一些真正的优化方案,甚至会带来一些矛盾的结果。事实上,不仅由于事物差异之间的中介过渡过程所带来的事物普遍存在的模糊性,而且由于研究对象的复杂化必然要涉及模糊,信息技术、人工智能的研究必然要考虑到模糊信息的识别与处理,以及由于工程设计不仅要面向用户需求的多样化和个性化,还要以满足社会需求为目标,并依赖社会环境、条件、自然资源和政治经济政策等比较强烈的模糊性问题等,这些都必然使上述领域的优化设计涉及种种模糊因素。如何处理工程设计中客观存在的大量模糊性,这正是模糊优化设计所要解决的问题。模糊优化设计是将模糊理论与普通优化技术相结合的一种新的优化理论与方法,是普通优化设计的延伸与发展。

根据模糊目标函数与约束函数的关系,模糊优化数学模型分为对称与非对称两种。

(1) 对称优化数学模型。这种模型是指目标和约束地位是同等、对称的,并且可以互换位置。若论域 $X$ 上的模糊目标集为 $\underline{G}$ ,模糊约束集为 $\underline{C}$ ,则它们的交集 $D = \underline{G} \cap \underline{C}$ 称为模糊优越集。

对称模糊优化设计的基本思想是,在设计空间中寻求模糊优越集的隶属度取大值的 $x^*$ ,称为模糊最优解,它同时使目标与约束得到最大的程度满足。于是,对称模糊优化的数学模型可以表示为求 $x^*$ 。

$$\mu_D(x^*) = \max \mu_D(x) = \mu_G(x) \wedge \mu_C(x) \quad (5.4-49)$$

式中: $\mu_D(x)$ 为模糊优越集 $D$ 的隶属函数; $\mu_G(x)$ 为模糊目标集 $\underline{G}$ 的隶属函数; $\mu_C(x)$ 为模糊约束集 $\underline{C}$ 的隶属函数。

上述模糊优化问题求解思路是借助最优水平截集法,将模糊优化问题转化为普通优化问题。模糊约束集 $\underline{C}$ 的 $\lambda$ 水平截集为 $C_\lambda = \{x \mid \mu_C(x) \geq \lambda, x \in X\}$ 由分解定理可证得,模糊优越集的最大值为

$$\max \mu_D(x) = \max[\lambda \wedge \max \mu_G(x)] \quad (5.4-50)$$

式中: $x \in X$ ;  $x \in (0, 1)$ ;  $x \in C_\lambda$ 。

由于 $\max \mu_G(x)$ 随水平截集 $C_\lambda$ 的不同而变化,即随值 $\lambda$ 的不同而变化(图5.4-43),在 $\lambda \in (0, 1)$ 范围内必存在一个 $\lambda$ 通过 $A$ 点使下式成立

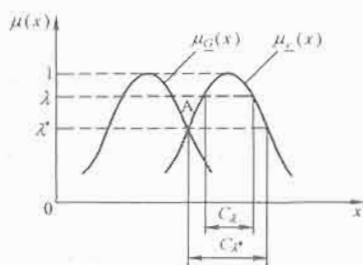


图 5.4-43 模糊优化集的几何意义

$$\lambda^* = \max \mu_D(x) = \max \mu_G(x) \quad (5.4-51)$$

式中: $x \in X$ ;  $x \in C_{\lambda^*}$ 。

据此,就把模糊优化问题归结为求 $\lambda^*$ 的问题了。

这就是说,若求得 $\lambda^*$ ,则在水平截集 $C_{\lambda^*}$ 下极大化模糊目标函数 $\mu_G(x)$ ,便可得到问题的最优解 $x^*$ ,这是一个普遍化问题。将式(5.4-51)改写为

$$\lambda^* - \max \mu_G(x) = 0, x \in C_{\lambda^*} \quad (5.4-52)$$

上式为获得最优 $\lambda^*$ 提供了一个迭代解法的基本方程。通过迭代过程可获得 $\lambda^*$ ,从而获得最优解 $x^*$ 。

(2) 非对称优化数学模型。这种模型是指目标和约束在模型中的地位是不对称的,即所起的作用是不平等的,要在满足约束的前提下求最优目标,满足约束是首要的。在百对称优化数学模型中,根据约束的模糊性,又分为普通模糊约束和广义模糊约束两类。

1) 普通模糊约束。它是指约束函数本身是确定性的,而约束的取值范围是模糊的。其优化设计模型为

$$\begin{aligned} x &= [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \\ \min f(x) \\ \text{s. t. } g_i(x) &\subseteq \underline{G}_i \end{aligned} \quad (5.4-53)$$

2) 广义模糊约束。它是指约束函数本身和约束函数的取值范围两者都是模糊的。其优化设计模型为

$$\begin{aligned} x &= [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \\ \min f(x) \\ \text{s. t. } g_i(x) &\subseteq \underline{G}_i \end{aligned} \quad (5.4-54)$$

上面两种数学模型中,目标函数 $f(x)$ 与设计变量 $x$ 者是确定的,只有约束条件是模糊的。其约束函数 $g_i(x)$ 和 $\underline{G}_i$ 代表应力、变形、频率、速度和加速度等物理量, $\underline{G}_i$ 是 $g_i(x)$ [或 $\bar{g}_i(x)$ ]的允许范围。约束条件的物理意义与普通约束是相同的,而数学模型中的模糊性均不是来自确定性的设计变量,而是来自影响设计方案的其他因素,如设计水平、制造水平、材料性能和重要程度等。

求解普通模糊约束优化问题的基本思想是,通过水平截集,将模糊子集 $\underline{G}_i$ 分解为若干个普通集合 $G_{\lambda}$ ,其中必存在一个最优 $\lambda^*$ 及相应的最优水平截集 $G_{\lambda^*}$ ,这样便将模糊优化问题转化为在 $G_{\lambda^*}$ 上的普通优化问题,从而获得模糊优化问题的最优解 $x^*$ 。最优水平截集上的常规优化模型为

$$\begin{aligned} x &= [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \\ \min f(x) \\ \text{s. t. } \mu_{G_i}[g_i(x)] &\geq \lambda^* \end{aligned} \quad (5.4-55)$$

最优水平值 $\lambda^*$ ,可通过模糊综合评判法加以确定。广义模糊约束优化问题,同样按照上述思路,运用最优水平截集法,将其转化为普通优化问题而获得最优解。

目前,国内外理论及应用已取得较大进展,我国在机械结构的模糊优化设计、抗震结构的模糊优化设计等方面取得了较多成果。特别值得一提的是,将系统分析、经典优化技术中的动态规划原理与模糊优化理论相结合,为求解多目标、多层次及多阶段的复杂的大型成套机械设备系统的优化问题提供了新的途径。

### 6.3 神经网络基本理论

神经网络首先用于解决模式识别问题。随着20世纪80年代神经网络理论的突破性进展,神经网络控制引起了控制界的广泛注意。由于系统的复杂性、存在多种不确定性及难以确切描述的非线性。现代工业对工业过程控制不仅要求控制的精确性,还要求控制的鲁棒性、实时性、容错性及对控制参数的自适应和学习能力。传统适应控制存在局限性。传

统控制未能从根本上解决控制问题,所以智能控制得到迅速发展。神经网络在系统辨识、模式识别、信号处理、图像处理 and 故障诊断等方面得到广泛应用。神经网络控制是从机理上对人脑进行简单结构模拟的新型控制和辨识方法。神经网络对于复杂的、不确定问题的自适应能力,可以用作控制系统的补偿环节和自适应环节;神经网络对任意非线性关系的描述能力,可以用于非线性系统的辨识和控制;神经网络的快速优化计算能力,可用于复杂控制问题的优化计算;神经网络的分布式存储能力及并行处理和合成能力,可用作复杂控制系统中的信息转换接口及对图像信息的处理和利用。

神经网络是由所谓神经元的简单单元按并行结构经过可调的连接权连接成的网络。神经元一般由三部分组成:加权求和、线性动态部分和非线性函数映射部分。网络中的神经元的输出信号  $y_i$  和外界输入信号  $u_i$ ,经加权求和进入动态系统,线性动态系统的输出信号  $x_i$  再经过非线性映射成为该神经元的输出  $y_i$ ,其中各部分的输入输出关系为

$$V_i(t) = \sum N_j = 1a_i y_j(t) + \sum M_k \\ = 1b_i k u_k(t) + \sum w_i \quad (5.4-56)$$

$$x_i(t) = \int_t -\infty h(t-\tau) v_i(\tau) d\tau \quad (5.4-57)$$

$$y_i(t) = g[x_i(t)] \quad (5.4-58)$$

神经网络的种类很多,控制中用的较多的有多层前向 BP 网络、RBF 网络及 Hopfield 网络。多层前向 BP 网络和 RBF 网络均为由具有  $h(t) = \delta(t)$  的线性系统的神经元分层连接成的静态网络同层神经元。隔层神经元之间均无连接,只有邻层神经元之间相互连接,信号由低层向高层神经元传输。

多层前向 BP 网络学习算法是 BP 算法。RBF 网络可采用最小二乘法等优化算法。Hopfield 网络是神经网络的非线性动态模型,它由非线性映射关系为 Sigmoid 型函数的神经元相互连接组成,用于解决优化问题。

#### 6.4 神经网络控制及其软件实现

神经网络控制系统是利用神经网络这种工具的控制系统。神经网络在控制系统中可在基于模型的各种控制结构中充当对象模型,还可充当控制器,如图 5.4-44 所示。在控制系统中起优化计算作用。这里介绍几种应用较多的神经网络控制结构。

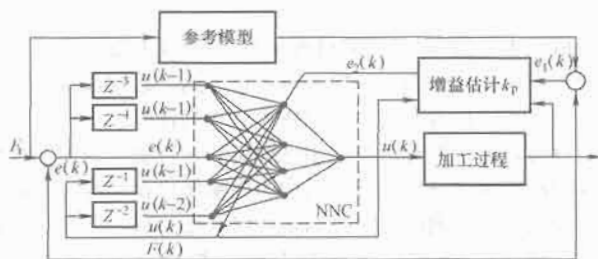


图 5.4-44 参考模型神经网络结构

(1) 参数估计自适应控制系统。参数估计自适应控制系统利用神经网络的计算能力优化控制器参数。神经网络参数估计器的输入为来自环境因素的传感器信息和系统的输出信息。参数估计器根据其控制性能、控制规律和控制约束来建立目标函数,用类似于 Hopfield 的网络来实现目标函数的优化计算。神经网络的输出则为自适应控制器的参数,神经网络参数估计器设计应保证其输出矢量空间在拓扑结构上与控制器参数矢量空间对应。

(2) 逆动态控制系统。对象逆动态神经网络串联在被控对象之前就构成逆动态系统。在机器人控制中有应用。

(3) 内模控制系统。内模控制具有较强的鲁棒性。系统的内模型和控制器均由前向动态神经网络实现。其中内模型与被控对象相关联,控制器具有被控对象的逆动态特性。对象的输出与内模型输出之差作为反馈信号反馈到系统的输入端。

(4) 预测控制系统。神经网络预测控制系统就是利用作为对象辨识模型的神经网络产生预测控制信号,然后采用优化技术求出控制向量,实现对非线性系统的预测控制。

(5) 模型参考自适应。

#### 6.5 模糊和神经网络技术在装备制造中的应用

神经网络在制造业中的应用十分广泛,涉及工艺设计、加工参数优化、故障诊断、振动控制、工况监测和寿命预测等等。从采用的网络来看,除了多层前馈网络、Hopfield 网络,还有 ART 网络。可以看到,神经网络的应用已渗透到制造业的方方面面。本节简要介绍 ANN 在机械制造中的一些主要应用。

##### 6.5.1 神经网络与机械制造工艺规程

在机械加工中,为完成一个零件的加工,工艺员必须根据图纸的技术要求制定工艺规程,这包括工艺路线制定、定位基准选择、加工机床确定、加工余量分配和工时定额计算等诸多内容。随着 CAPP 技术的发展,这些传统的工艺规程设计现在可使用计算机来辅助完成。本节介绍神经网络在机械工艺规程设计中的一些应用。

在数控加工中,孔加工占有很大比例,其中有一类特殊的孔称为孔群,这些孔分布在同一个方位面上,具有相同的尺寸,相同的加工精度,仅仅在方位面上的位置坐标不同。对于这样的孔群,如用加工中心加工,加工时不需要换刀和转位,只用同一把刀具依次加工完各孔即可。这种孔群在箱体类零件中十分常见,如机床主轴箱前后端面的主轴孔、各紧固螺纹孔。

由于是单刀具逐一完成多孔的加工,因而随着加工的顺序不同,刀具所走过的路程是不同的。在工艺设计中,将换刀、空走刀等时间称为辅助工时,显然,辅助工时越短,生产效率越高,这对于批量加工尤其重要。在本节中,缩短辅助工时就是要优化刀具行走路径,使之在所有功能的行走路径中总路程最短。对这样一种加工路径优化问题,可采用神经网络优化解法。

##### 6.5.1.1 刀具路径优化与 TSP 问题

为了对刀具路径优化,必须建立数学模型并选择合适的优化方法。优化方法种类繁多,但可归纳为两大类:函数优化和组合优化。函数优化的对象是一定区间内的连续变量,而组合优化的对象是解空间的离散变量。

典型的组合优化问题有旅行商问题。即 TSP 问题、加工调度问题等。刀具路径优化问题,属于典型的 TSP 问题。所谓 TSP 问题,就是给定几个城市及每两个城之间的距离,要求确定一条经过各城市且仅经过一次的最短路程。孔群的加工也一样,为了获得最短的辅助工时,刀具应该在孔之间行走最短的路径。由于 TSP 与孔群加工路径优化问题完全一样,因而可采用解决 TSP 问题的经典方法来求解刀具路径优化问题。

##### 6.5.1.2 TSP 问题的求解

TSP 问题求解貌似简单、只要将所有可能的路径集合找出,并求出相应的路程、最短路程对应的路样便是问题的

解。这种可行的方法在城市数目增加后,由于计算量急剧暴涨而实际中并不可行。因而宜采用其他算法,如模拟退火算法、遗传算法或神经网络优化算法来求解这类问题。

神经网络优化算法就是已介绍的 Hopfield 优化算法。现已知道,用 Hopfield 网络求解优化问题,应将问题映射为相应的神经网络。对 TSP 问题,首先将问题的合法解映射为一置换矩阵,即给出相应的能量函数,然后将满足置换矩阵要求的能量函数的最小值与问题的最优解相对应。1982 年, Hopfield 利用神经优化算法最先求出了 TSP 问题的最优解。此后,许多学者对基于 Hopfield 网络的 TSP 问题的缺陷做了许多工作,以改善优化性能,例如,将 Hopfield 算法与模拟退火算法相结合,用 Hopfield 算法构成主算法以快速得到可行解,用模拟退火算法概率性逃离局部极小点而转移到目标函数的其他局部极小解,以改善优化性能。

### 6.5.2 神经网络与成组技术

成组技术是将设计和制造工艺上相似的各种零件和产品归并成总的一门学科。在机械制造业,零件的形状或加工工艺千差万别。但通过合理的分类,把同类零件合并为一类,这些归并的零件,彼此之间具有相似性。根据这种相似性,便可制定出解决同类事物共同问题所必须的原则和统一方法。在结构设计阶段,利用零件的相似性,可以增加零件的标准化,并减少设计工作;在工艺设计阶段,利用这种相似性,可以使工艺过程规范化,有助于生产的组织与管理。可见,成组技术是机械制造过程合理化、系统化及标准化的有效手段。如今,成组技术被认为是实现 FMS 和 CIMs 的关键技术。

如何辨别零件的相似性并对其分组是成组技术的关键问题。所谓相似,既可以是几何特征的相似,也可以是工艺流程的相似。成组技术是通过分类编码系统或生产流程分析原理对零件组进行分类的。本节只介绍前者,即利用分类编码系统来划分几何相似及工艺相似的零件组。

#### 6.5.2.1 分类编码系统

早期对零件按几何特征分类时,并未采用分类编码系统,而是采用视检法,即用眼睛审视图纸或实物,然后凭主观经验选出相似零件。显然,视检法比较粗糙,仅适合于几何特征比较简单的场合。OPITZ 零件分类编码系统是一个较著名的分类系统。它由 9 位代码(十进制)组成,是德国 Aschen 工业大学开发的。通过 OPITZ 编码系统,零件的几何特征及工艺信息被显示出来。因而据此可进行几何相似或工艺相似的零件分类。当然,借助分类码对零件分类时,并非 9 位数完全相同才被分在一组,而只采用部分几何形状相似或工艺相似的代码作为分类依据,这里不再详述。

#### 6.5.2.2 神经网络与分类码

对零件进行编码是十分繁琐且易出错的工作,早期都是手工完成的。利用神经网络的模式识别功能,可以完成零件的编码工作。KHpnrtM 研究了回转类零件 OPTIZ 码的自动生成方法。

一个零件的形状通过绘图 CAD 软件描述性描述设计对象:一是基于 Bitmap 图像素点,绘图 CAD 一般采用两种数据类;二是基于原始图素,如矩形图。零件的编码是根据几何形状等信息来进行的,因此,采用 DP 网络可以实现几何形状到编码之间的映射:输入采用来自 CAD 系统的 Bit map 图像素点,输出为 OPTIZ 编码。当然,为使神经网络正常工作,必须首先依据 OPITZ 编码规则对网络进行训练。

在机械加工中,被加工零件定位基面的选择是非常重要的,因为它直接影响到加工排序、工步确定、工装夹具选

择、加工精度、加工工时和成本等问题。不合理的定位基面将极大地影响加工精度。传统的工艺规程设计中,这一系列过程是由工艺人员完成的。

随着 CAPP (Computer Aided Process Planning) 的发展,人们对 CAPP 的方法进行了大量研究,其中具有代表性的是 CAPP 专家系统。CAPP 专家系统的应用改变了传统的工艺设计模式,使工艺人员能够模拟专家的经验进行工艺设计。

然而,正如前面所述,传统专家系统存在知识获取困难、知识库维护扩展难度大及规则增多时出现推理冲突等缺陷,因而在相当程度上制约了 CAPP 专家系统的应用。

人工神经网络在自学习、知识获取及自适应方面具有独特的优势,是 CAPP 专家系统的发展方向之一。

利用神经网络来选择零件的几何特征是决定其安装方式的最主要因素。在工艺设计中,工艺人员总是根据零件的几何特征来决定定位基面的选择。这个过程的实质是由已知条件向结论推断的过程,可以采用专家系统来实现。当然也可以由神经网络来实现。当用神经网络实现这种推理时,必须对网络的输入(零件的几何特征)输出(定位基面的选择)做出数值化描述。常用的描述方式是编码。

一个 11 位数的位置码描述了一个回转零件的几何特征,而定位码描述了定位基准的位置。采用一个输入输出结点均为 11 的单隐层 BP 网络来实现从几何特征到定位基准位置的映射。隐层结点数的选择,可根据经验公式或数值实验等方法确定。

#### 6.5.2.3 零件的分类问题

零件的形状千差万别,其定位基面的选择也各不相同,因此,能够处理某类零件定位基面自动选择的神经网络必不适合其他类别,必须对零件进行分类,把同类零件归并成组。这样才能对同类零件采用共同的网络来处理定位基面的选择。

对零件进行分类可采用成组技术的思想,利用分类编码系统进行分类。通过分类,使复杂的零件分成许多族,如轴类零件族、套类零件族等。而每族又可分成总干组,如轴族分为长轴、阶梯轴和销轴等组。对同一组零件,由于结构上的相似性,其加工工艺也十分相近。从而便于用一个神经网络来统一处理定位基面的选择。

#### 6.5.3 神经网络与加工参数优化

机械加工前,应先根据一些已知条件确定出合理的加工工艺参数。加工参数选择的合理与否,在很大程度上取决于操作者的经验,对于经验类问题,专家系统是一种解决方案。将专家多年的加工经验进行积累,并以“规则”的形式表达,基于知识进行推理,从而得出专家知识范围内最佳的加工参数。

获得最佳加工参数的另一途径是用最优化技术对问题求解。由于机械加工中加工参数与加工效果之间存在高度的非线性关系,且不能用数学关系的显示表达,因而难于建立加工参数的最优化数学模型。由于 ANN 十分擅长表达输入输出关系不明确的高度非线性关系,故基于 ANN 的优化设计是解决加工参数优化的有效途径。

##### 6.5.3.1 电火花线切割加工参数优化

电火花线切割加工是机械制造业中重要的加工手段之一,适合于硬度高、形状特殊的工件加工。

电火花加工参数的优化通常指加工前加工参数的离线选择和加工中的在线调整,本节介绍的参数优化指加工前的离线选择。



## (1) 数学模型的建立。

1) 设计变量。线切割的主要放电参数有脉冲宽度、脉冲间隔和峰值电流。此外,工件的厚度也是影响加工效果的重要因素。反映加工效果的基本参数是切割速度、表面粗糙度。此外,电极丝的损耗也是一个指标。

2) 放电参数对加工效果的影响规律为脉冲宽度加大,脉冲能量也大,因而切割速度提高。但此时放电凹坑大且深,从而表面粗糙度加大,电极丝的损耗也增大。工件厚度减小,工作液容易充满放电间隙,电蚀产物的排除和消电离都很容易,加工稳定性好,故切割速度提高。但此时电极丝易振动,对表面粗糙度不利,故表面粗糙度加大,损耗减小。

由于工件厚度对于特定的加工不可选择和改变,因而只能取脉冲宽度和峰值电流作为设计变量。

3) 目标函数。加工者总是希望获得尽可能大的加工速度,而确保尽可能小的表面粗糙度和电极丝损耗。然而这种目标是相互矛盾的。处理方法之一是,对这种多目标通过取不同的权重来平衡各指标的要求,把多目标问题转化成单目标问题。但这种方法存在困难:究竟各指标的权重取为多少才合适。处理方法之二是,只取一个指标为目标函数,而其余的指标以约束条件的形式给出,这里取加工速度极大化最为合理。因为,若取表面粗糙度为目标函数为极小化的话,很可能得到一个生产中不可接受的优化方案:极低的生产率而表面粗糙度虽低却没有必要。

4) 约束条件。将表面粗糙度和电极丝损耗量作为工艺指标要求加以限制,表面粗糙度和丝损耗小于许用值。 $[R_a]$  选择根据不同材料、不同使用要求确定; $e_r$  的选取依照加工尺寸误差确定。

此外,设计变量的选择应受到电火花机床上允许的上下限取值的限制, $2\mu s < t_{on} < 60\mu s$ ,  $6\mu s < t_{off} < 600\mu s$ ,  $1A < I_m < 5A$ 。同时,为使加工过程中不易断丝,又不致使加工效率过低需满足  $4t_{on} < t_{off} < 8t_{on}$ 。

(2) 放电参数与加工效果之间的关系。放电参数  $I_{on}$ 、 $I_{off}$  和  $I_m$  与加工效果之间呈现高度非线性关系,无法用准确的数学模型来描述。然而利用 ANN 的高度非线性映射能力,可方便地实现它们之间的映射。

采用一个  $4 \times 12 \times 3$  型单隐层 BP 网络,输入参数为  $I_{on}$ 、 $I_{off}$ 、 $I_m$  和  $\delta$ ,输出参数为  $R_a$ 、 $e_r$  和  $v$ 。通过对不同材质、不同输入参数的组合实验,获得一定数目的样本训练网络。训练好的神经网络可以用来求解某一固定工件厚度  $\delta$  下,任意组合的电加工参数对应的加工效果参数,为后面的优化计算做准备。

可以采用罚函数法将约束优化问题转换成无约束问题,采用模拟退火算法求得最优解。

## 6.5.3.2 注塑成形加工参数优化

注塑成形工艺参数优选一直是模具设计人员关注的问题。一般地,合理工艺参数的选择都是在现场凭经验加上反复试模获得的,这无疑带有许多盲目性且极大地依赖试模人员的经验。现有的注塑工艺 CAE 软件能够计算出给定工艺参数条件下的注塑成形情况,但无法求出给定注塑成形要求下的最佳工艺参数选择。借助神经网络和优化技术,可以获得最佳工艺参数。

在注塑成形过程中,过高的注射压力容易造成制品缺陷,如飞边、扭曲变形,也容易造成模具变形,影响寿命,同时对注塑机的寿命也极为不利,因而成形过程中希望有较小的注射压力。此外,成形过程中塑料温度对成形质量也有

重要影响,过大的温差会导致熔体冷却不一致,容易产生收缩扭曲变形及残留较大的收缩应力。均匀而适当的熔体温度是成形质量的保证。

因此,优化的目标就是要获得较小的注射压力  $P$ 、较小的温差  $\Delta T = T_{max} - T_{min}$ 。

设某种塑料的降解温度为  $T_d$ ,不流动温度为  $T_u$ ,为使注射过程顺利进行而又不致使塑料降解,塑料温度应满足了  $T_{max} < T_d$ ,  $T_{min} > T_u$ 。

这是一个有约束的多目标优化问题,利用加权方法变成单目标问题,用罚函数法将约束问题变成无约束问题,则目标函数为

$$\min F(P, T_{max}, T_{min}) = W_1 P + W_2 (T_{max} - T_{min}) + f_1 \{ \max[0, (T_{max} - T_d)] \}^2 + f_2 \{ \max[0, (T_u - T_{min})] \}^2 \quad (5.4-59)$$

式中:  $W_1$ ,  $W_2$  为权参数;  $f_1$ ,  $f_2$  为罚因子。

当目标函数达到最小时压力值时,对应的一组工艺参数即为最优参数,而获得温度和压力值是优化问题的关键。

可以采用两个单隐层 BP 网络分别模拟压力模型和温度模型。

(1) 压力模型。对于以压力、温度参数作为控制对象的注射成形物理系统,其行为规律极其复杂,影响因素甚多,诸因素之间还存在耦合关系,因而从这样一个系统中提取一组反应压力变化的参数是比较困难的。

通过分析熔体的力学模型,可知浇口处的注射压力与流动长度 ( $L$ )、注射流量 ( $Q$ )、制品壁厚 ( $\delta$ )、在注射温度和熔体最低温度时熔体的零剪切粘度这几项参数密切相关,故压力模型的输入参数为 5 个,输出参数为一个,即通过 BP 网络求出与不同的 5 个输入参数对应的输出参数值 ( $P$ )。

在 5 个输入参数值中,流动长度、制品厚度信息可由 CAE 模型的网格及浇口信息获取,注射流量由充模时间及制品体积确定,两个剪切粘度参数与所选择的材料及熔体温度相关(熔体温度内温度模型给出)。

(2) 温度模型。引起温度变化的因素主要是热传导、热对流和流动过程中的剪切发热。可用注射时间 ( $t$ )、制品厚度 ( $\delta$ ) 和材料热扩散率 ( $\alpha$ ) 作为输入参数,充模完成时熔体的最高、最低温度与注射温度之差 ( $\Delta T_1$ ,  $\Delta T_2$ ) 作为网络输出参数,故温度网络模型是由  $t$ 、 $\delta$ 、 $\alpha$  求  $\Delta T_1$ 、 $\Delta T_2$ 。

(3) 样本的获取、训练及模拟精度。网络的训练样本要能反映在不同制品厚度、不同流动长度、不同材料以及不同注射时间下的压力和温度。且这些样本要在输入参数所形成的空间内均匀分布。对这样一种多参数组合下的注射工艺参数的获取,通过实验是无法做到的,只有借助 CAE 软件。

塑料成形 CAE 就是对塑料成形过程进行计算机模拟。塑料成形模拟涉及的内容很多,就本问题而言,CAE 将作塑料的流动模拟。通过这种模拟,将获得熔体的温度场、压力场、速度场和应力应变场,从而可以确定熔体的流动前沿位置、熔接线位置和缩孔位置等信息,为合理选择工艺参数和设计模具结构参数提供了科学依据。

目前塑料 CAE 软件很多,如美国 AC TECH 公司的 C-MOULDS、澳大利亚 Mold Flow 公司的 MF,国内华中科技大学模具技术国家实验室的 HSCAE 3DRF 及北京华正模具研究所的 CAXA-IPD 等。

为了验证压力和温度模型的预测能力,通过实验作了验证。以一个 BP 机外壳的注塑过程进行实验,在材料一定 (ABS)、其他工艺参数一定的前提下,在注射机上获取的不同注射时间下的注射压力与熔体温度关系和用神经网络获得



的相应关系极为吻合,表明神经网络预测注塑过程的压力与温度是完全可行的。

#### 6.5.4 神经网络与加工系统辨识及控制

机械设备在加工过程中有许多需要控制的问题。比如,加工过程中对尺寸精度实施在线检测,一旦尺寸误差加大,控制系统要能自动调整刀具偏移量以补偿尺寸误差;切削过程中切削力与材料、加工参数等因素相关。为确保切削力恒定,控制系统应能对加工参数实施有效调节,以确保切削力恒定。

对这些控制问题,传统的控制理论能够加以解决,但其中也有一些问题,比如,对非线性系统尚无通用的分析设计方法;相当多的被控对象尚不能用机理分析或系统辨识方法获得准确的数字模型;由于建模困难,造成模型的局限性或不准确性,会影响随后的控制效果。

近年来,人们发现神经网络在自动控制领域也有很好的表现。出现了神经网络控制方法。从控制的角度来看神经网络,下面几点是非常有用的:

(1) 非线性特性。神经网络具有逼近任意非线性函数的能力,这为具有非线性特征的机械加工提供了一种通用的系

统辨识及控制方法。

(2) 并行分布处理方式。信息在神经网络中是分布存储及并行处理的。因而容错性强,处理速度快。

(3) 便于硬件实现。神经网络是由神经元相互连接而成的,这种结构便于硬件实现,而控制部分的硬件化是加快处理速度的有效途径。

(4) 自学习自适应能力。神经网络可以从样本数据中学到规律性的知识,并将这些知识记忆在权值中,并具有预测能力。当神经网络学习的速度足够快时,可以用来实现非线性自适应控制。

(5) 不同数据融合能力。神经网络可以处理定量信息和定性信息。处理定性信息时,应将符号信息转换成对应的数值信息。

(6) 多输入输出特性。神经网络的输入输出变量数没有限制,完全根据问题确定,因而为不同变量的系统提供了一种统一的处理方式,十分方便。

由于这些特点,神经网络在自动控制领域的系统辨识及控制过程中得到了很好的应用。

## 第5章 装备制造中的新型驱动技术

### 1 直接驱动技术

#### 1.1 直接驱动技术概论

##### 1.1.1 直接驱动基本方式

直接驱动 (Direct Drive, DD) 方式在电气传动中早已有之, 例如磁悬浮列车等, 但在高性能机电一体化装置中, 采用直接驱动的传动方式还是近十几年的事情。在这方面, 目前典型的应用是数控机床、机器人和工业自动化生产线。以数控机床为例, 半个世纪以来, 其进给驱动技术虽然历经变化, 但基本的传动方式仍然是“旋转电动机+滚珠丝杠”。近年来, 伴随着民用和军事工业的快速发展, 对机床加工能力提出了越来越高的要求, 主要体现在精度和动态性能两个方面。这种传统驱动方式由于受到自身结构的制约, 不大可能再实现技术上的突破, 而直接驱动却具有能够适应和满足这种要求的能力, 于是作为一种理想的驱动方式, 直接驱动便应运而生。

图 5.5-1 (a) 和图 5.5-1 (b) 所示是典型的直接驱动方式的示意图。

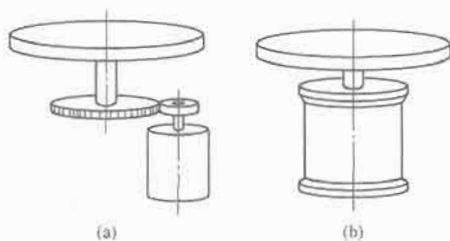


图 5.5-1 典型的直接驱动示意图

在图 5.5-1 (b) 中, 从旋转电动机到旋转轴或转台为直接连接, 称为旋转电动机直接驱动 (DDR)。它取消了中间的齿轮传动机构, 此时电动机已不是传统的交流伺服电动机, 而是低速力矩驱动电动机。如果取消滚珠丝杠机构, 直接由直线电动机驱动工作台进行直线进给, 称为直线电动机直接驱动 (DDL), 彻底改变了原有的“旋转电动机+滚珠丝杠”的驱动方式。通常, 将这样的零传动叫直接驱动。

##### 1.1.2 直接驱动优点

###### 1.1.2.1 高精度

高精度是选择直接驱动的一个重要理由。

直接驱动实现了电动机与负载间的刚性耦合, 因此消除了原来中间传动机构产生的传动误差, 例如齿轮误差、丝杠螺母误差等, 提高了传动精度, 从根本上消除了非线性摩擦力和弹性形变的影响, 也不再存有爬行现象, 提高了定位精度和可重复性能。另外, 在旋转驱动中采用的是光电编码器或解调器, 这样在很多情况下, 只能构成半闭环控制, 这种控制方式不能解决传动装置对控制精度的影响。而在直接驱动中, 由直线电动机直接驱动运动平台, 测量的是平台的实际位置和速度, 利用直线光电编码器便自然地构成了全闭环控制。对于直接驱动系统, 通常位置传感器的分辨率决定了

位置控制的分辨率, 其测量速度决定了电动机的最大速度。在 DDL 中, 传感器的分辨率可达 100nm 或者更高。在 DDR 中, 利用多速解调器 (Multi-Speed Resolvers), 才能获得比传统解调器更高的精度。因此, 从硬件支撑条件上说, 直接驱动可以达到很高的控制精度。但是, 最终的控制精度取决于伺服驱动系统的控制性能。

###### 1.1.2.2 高速和高加(减)速度

为了提高生产率和改善零件的加工质量, 超高速加工是目前普遍采用的先进制造技术。它不但要求数控机床具有超高速运转的大功率精密主轴, 而且还要有一个反应快速灵敏、高速轻便的进给驱动系统。因为数控机床直线进给行程较短, 只有具有很高的加速度, 才能瞬时达到设定的高速状态, 也必须有很高的减速度才能在高速状态下瞬时准确停止, 以保证加工要求的定位精度。此外, 为实现曲线或曲面的精密加工, 在运动轨迹的拐弯处也要求很高的加(减)速度。加(减)速过程的缩短, 不仅可改善加工表面质量, 还可提高刀具寿命。然而, 这都要求电动机和伺服系统能够快速生成和提供较大的加(减)速转矩。

从理论上讲, 直线电动机的最高速度仅受限于逆变器的母线直流电压 (bus DC voltage) 和位置测量系统 (编码器) 的带宽, 还必须能够实现对电流的快速控制。

在传统直线进给中, 滚珠丝杠的速度极限是 1.5m/s, DDL 传输速度可达 5m/s 或更高。滚珠丝杠的加速度极限为 1.0g, DDL 的加速度大小主要受限于直线轴承, 多数直线轴承可承受 2~3g 的加速度, 而空气直线轴承的加速度可达 10g。

###### 1.1.2.3 高动态响应

直接驱动的响应能力可高于机械变速驱动 100 倍以上。这意味着直接驱动可具有更大的加(减)速度和更短的定位时间, 以及更高的控制精度。采用传统驱动方式, 由于受制造精度的影响, 中间传动环节不可避免会存在间隙死区、非线性摩擦力等, 特别是细长的滚珠丝杠会产生弹性形变, 这些都使系统的阶次变高, 增加非线性因素, 限制了系统的带宽, 会降低系统的动态性能, 严重时可能产生机械谐振。

(1) DDL 在不采用特殊措施时, 其带宽要高出滚珠丝杠 3~6 倍, 由于电枢惯量小, 所以由其构成的伺服系统可以达到较高的频率响应。

(2) 在传统驱动系统中, 通常要求负载惯量与电动机转子的惯量是匹配的, 这是因为中间传动环节的存在增加了运动体的惯量。在不增加系统增益的情况下, 会使系统的响应能力下降, 但增加放大倍数, 又会因为非线性因素使系统稳定性变差。在直接驱动系统中, 负载惯量可以比电动机高几百倍, 而这不会降低系统的性能。但在多数情况下, 需要对系统的惯量进行辨识。

###### 1.1.2.4 高机械刚度和可靠性

(1) 由于取消了中间传动环节, 不存在滞后问题, 传动刚度可大大提高, 这就能保证统一的传动精度和定位精度。

(2) 由于减小了机械磨损, 故提高了系统可靠性。

###### 1.1.2.5 低噪声和零保养

(1) 由于运动部件的减少,可降低噪声。

(2) 由于磨损部件只剩下旋转和直线轴承,如果它们可以做到永久性润滑和无维修的一次性装配,就可能实现零保养。

在机械制造中,直接驱动技术已用于加工中心、数控机床以及各类转台设备,还用于非圆加工,例如活塞裙部的非圆曲线。直接驱动在机器人上的优势也是明显的,专家预测直接驱动展现了机器人技术的发展趋势。在机器人中,直接驱动常用于旋转关节,除了采用永磁电动机外,还采用变磁阻电动机和混合型电动机。除此以外,在其他领域内直接驱动亦得到应用。如大型天文望远镜使用的是一台直径为2.5m、厚度仅为40cm、转矩达到 $10000\text{N}\cdot\text{m}$ 的环形力矩电动机,这类类似于数控机床的回转进给工作台,即在采用直接驱动技术后就取消了涡轮蜗杆机构,而直接由环形力矩电动机来驱动。直接驱动技术已应用于压缩机、人工心脏和核电站大型热核反应堆。在交通方面除较早用于磁悬浮列车外,近年来还用于电动车驱动系统。在军事工业上,直线电动机正用于电磁炮等武器和装备的开发。

### 1.1.3 直接驱动的不足

(1) 发热问题。通常环形力矩电动机和直线电动机是作为部件组装在机床内的,通风散热条件受到限制,像直线电动机的绕组铁心直接贴在机床导轨上,温升严重会引起机床导轨的变形,这就需要特殊设计和配置冷却系统。

(2) 隔磁问题。由于直线电动机的磁场是敞开式的,而且安装在机床工作台附近,工件、铁屑和工具等磁性材料很容易被磁场吸住,因此隔磁防护不容忽视。

(3) 垂直进给时自重问题。当直线电动机用于垂直进给时,由于存在动子自重,必须解决好直线电动机断电时的自锁问题和消除通电工作时重力加速度的影响。

(4) 负载扰动问题。采用直接驱动方式时,工作台负载(工件质量和切削力等)的变化将毫无衰减地作用在电动机端,影响系统的伺服性能。任何扰动转矩传递到电动机轴上时,由于缺少齿轮减速,这意味着工作台负载惯量和扰动转矩将直接作用在电动机轴上。

### 1.1.4 直接驱动系统的控制技术

直接驱动的特点是将伺服驱动电动机与负载直接刚性连接,省去了中间机械传动和变换环节,减少了影响伺服系统性能的不利因素,但不能说经过这种驱动方式转换后,直接驱动系统就会自然地提高控制性能,其实这只是为进一步提高系统性能创造了条件,而能否实现人们的预期目标,仍然要依赖于系统的控制能力。事实上,由传统驱动方式变为直接驱动后,随之也产生了一些新的技术问题,同时原来由“机和电”两方面共同可解决的技术问题,现已完全转换到由“电”来独自解决,加大了系统的控制难度。控制系统除硬件配置外,对软件(特别是控制方法和策略)也提出了更高的要求,这需要站在更高的层面,以一种全新的视角,依靠理论和技术上的创新来研究和解决这些新课题。

(1) 要求系统具有强抗干扰能力,提高系统稳健性。系统扰动除上面提到的负载扰动外,还来自于电动机产生的转矩或推力的波动。对数控机床精密加工而言,不仅需要系统具有高的动态刚度,还要求具有高的静态刚度。在中间传动机构取消后,对扰动的阻尼作用也随之消失,需要进一步提高系统的稳健性。

(2) 环形永磁力矩电动机低速运行问题。由于不再有机机械减速,电动机旋转速度就是转台的加工速度,因此常需要力矩电动机作低速或超低速运行,这需要解决低速控制中的

一些特殊问题,对电动机而言,纹波转矩和齿槽转矩的作用会凸显出来,因为它们直接传递给了负载,会明显降低转台控制精度和定位精度。

(3) 直线电动机特有的边端效应问题。众所周知,边端效应是直线电动机特有的问题,尤其是对于短初级(电枢)结构的永磁直线电动机,边端效应的影响就更为严重。

(4) 提出了比传统控制更高的技术要求。直接驱动不仅要求伺服驱动电动机运行范围宽,而且要求电动机具有很高速度和加(减)速度,同时还要具有高精度、高定位精度以及良好的重复性,这对系统的动态控制能力提出了很高的要求。应该指出,虽然取消了中间机械传动和变换环节,消除了机械传动特性的非线性因素,但电动机运动方程本身仍是非线性的,传统伺服控制中的矛盾和问题不仅仍然存在,而且因为直接驱动又带来了一些新的技术问题。这样,原有的一些控制理论和方法就难以满足或者不再适应直接驱动的技术要求了。

## 1.2 直接驱动旋转电动机技术

目前,已有数控机床和加工中心在主轴、旋转工作台(转台)和直线进给中采取了直接驱动方式,这些伺服驱动电动机的结构和功能各有特点,所要解决的关键控制技术也不尽相同。

### 1.2.1 电主轴驱动电动机

高速电主轴的结构特点是将机床主轴与电动机轴合二为一,电动机与主轴之间不再有胶带或齿轮传动,是实现高速加工的主传动部件。

高速主轴系统一般包括主轴运转监测系统、主轴调速系统、冷却系统和润滑系统,是一个复杂且相当精密的系统。

电主轴驱动电动机的特点是可实现高转速,将它设计为“高转速+低转矩”的专用电动机,主轴转速可以达到每分几万转,甚至每分几十万转。虽然仍采用矢量控制方法,但要求电动机具有良好的动态响应,可以实现瞬时升降速,指定位置的快速起停,同时具有高刚度和高运动精度。

轴承是高速电主轴中的关键部件,主要有球轴承、液体静压轴承、空气静压轴承和磁悬浮轴承,目前国内采用较多的是陶瓷角接触球轴承,其他的也都在高速主轴上进行了开发试用。磁悬浮轴承是利用电磁力将主轴无机械地悬浮起来,是一种新型智能化轴承。此外,由于高速旋转,电动机的涡流和磁滞损耗很大,轴承会产生很大热量,需要采用循环冷却系统。除三相感应电动机外,三相PMSM也开始用于电主轴系统中。

### 1.2.2 环形力矩电动机

环形力矩电动机可以是三相感应电动机,也可以是三相PMSM,目前多采用后者。环形永磁力矩电动机的结构可以是内转子型,也可以做成外转子型。如图5.5-2所示是环形永磁力矩电动机直接驱动转台的示意图。

与电主轴电动机相比,力矩电动机运行的特点是“高转

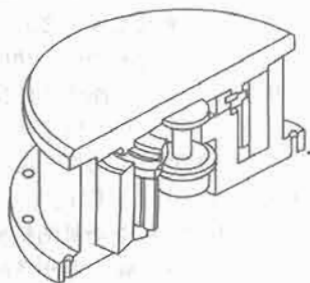


图 5.5-2 环形力矩电动机

矩+低转速”,即使在静止时也能提供很高的电磁转矩,因此一般称之为力矩电动机。

环形永磁力矩电动机是一种为转台直接驱动专门设计的三相 PMSM,它在结构上有以下特点:

(1) 直径/长度比很大,轴向长度很短,转轴是中空的,转子呈薄环状。这种结构保证了低惯量,也适应了旋转工作台的整体设计要求,转轴中空也为优化机械设计增大了柔性。

(2) 极数多,转子上可安排大量的永磁体,可提供高转矩。环形永磁力矩电动机的转速通常低于 1000r/min,这对多数数控机床转台来说已经足够了。

这种转台可以单独做成产品,它与三轴数控机床配置,可增加机床自由度,扩展机床功能,可以加工复杂零件,例如大型斜齿轮的磨削等。

机械加工要求转台应具有高精度和优良的动态性能。转台要求电动机能快速而准确地旋转工件。由于要在短时间内实现位移,因此并不过分要求最大转速,但要求能在相对短的时间内对工件加速或减速,这期间电动机必须快速地提供足够高的动态转矩,也就是要求电动机具有快速响应能力。为此,常将这种力矩电动机的电气时间常数设计得很小。

机械加工要求转台抗干扰能力强,不仅对动态刚度,对静态刚度也提出了很高的要求。因此需要加强伺服系统的稳健性,也需要电动机能提供足够的静止转矩、动态转矩和峰值转矩。

机械加工不仅要求转台能够平滑运行,具有快速的速度调节能力,还要求能够做到超低速平稳运行和精确进给。虽然中间传动环节取消后,不会再出现爬行蠕动现象,但力矩电动机仍会受到纹波转矩和齿槽转矩的影响,可以采取多种措施削弱纹波转矩和齿槽转矩,但最终还是要通过伺服系统来抑制转矩脉动,以保证系统的低速性能。

### 1.3 直线电动机

#### 1.3.1 结构和控制原理

直线电动机按工作原理分类有直线直流电动机、直线感应电动机、直线同步电动机、直线磁阻电动机、直线步进电动机和直线压电电动机等。这里主要介绍直线永磁同步电动机(LPMSM)。旋转电动机的定子和转子在直线电动机中称为初级和次级。为了在运动过程中始终保持初级和次级耦合,初级侧各次极侧中的一侧必须做的较长。LPMSM是在定子(即次极)上,沿全行程方向的一条直线上,一块接一块交替地安装 N、S 永磁体。而转子(即初级)下方的全长上,对应地多安装含铁心的通电绕组。为此,转子必须带动电缆一起运动。

LPMSM 结构型式主要分为平板形、圆筒形(或管形)、圆盘形和圆弧形 4 种。它们又可以分为单边形和双边形。根据电流的控制方式可分为方波电动机和正弦波电动机,前者采用矩形供电,也称无刷直流电动机,后者的绕组电流按正弦变化,电动机的运行速度跟电流频率之间有固定不变的关系。按其功能用途主要可分为力电动机、功电动机和能电动机。力电动机是指单位输入功率所能产生的推力,或单位体积所能产生的推力,它以短时运行、低速运行为主。功电动机主要作为长期连续运行的直线电动机。能电动机是指运动构件在短时间、短距离内提供巨大的直线运动能的电动机。直线永磁交流伺服系统中主要由电动机的机械系统和伺服控制系统,还有反馈元件、直线导轨、冷却系统和防护装置等附属结构。

电动机的控制系统由硬件和软件组成,硬件包括以 DSP 为核心的控制模块和 IGBT 功率驱动模块,软件包括控制算法、速度解算等。通常的 LPMSM 采用与永磁旋转电动机类似的矢量控制,控制系统的基本构成类似。它接上位机 DNC 和 NC 的指令,根据传感器提供的信号,进行分析比较和逻辑判别后驱动 LPMSM。

LPMSM 伺服系统的附属结构对系统的性能影响也是不可忽略的。初级和次极之间采用直线导轨支撑,由于平板式结构直线电动机存在较大的法向吸引力(一般为额定推力的 5~10 倍),对导轨的承载能力要求较高。同时摩擦力要小,而且要能满足高速运动的要求。反馈元件的分辨率直接决定了系统的精度。反馈元件的主要功能是检测转子磁场位置,提供电动机速度和位置信号。最常用的有数字式或直线式霍尔效应传感器、激光干涉仪和直线光栅等检测元件。直线电动机可采用风冷或水冷,前者结构简单,易于实现,后者需要设置专门的水路,结构复杂,但效果显著。其他附属结构包括行程开关、缓冲装置、防护罩和导线拖链等。在 LPMSM 传动装置中,电流一般采用两种控制方式,一种是矩形波电流控制方式,另一种是正弦波电流控制方式。矩形波电流控制使用六单元的位置传感器,同时通过适当的调制保持电流幅值恒定。这种控制已经被用于管型直线永磁同步电动机的传动装置中。六单元霍尔型传感器产生正确顺序的信号,用于切换两导通相。矩形波电流输出由位置和速度串联控制器控制。正弦波电动机的优点是推力波动小、运行平稳、精度高,但控制较复杂。在 LPMSM 伺服系统中,控制系统是直线电动机设计的一个重点和难点。直线伺服系统运行时直接驱动负载,这样负载的变化就直接反作用于电动机。外界扰动是造成系统伺服性能下降的主要因素,特别是在要求做微进给的、精加工的数控机床中,一个微小的扰动往往会导致加工产品表面出现明显的划痕,从而降低产品质量,甚至使产品报废。因此对于一个伺服系统来说,抗扰性是衡量其伺服性能的重要的指标之一。影响系统的伺服性能的扰动因素多种多样。为了提高系统的伺服性能,使系统具有优良的工作品质,控制算法中必须对不同的扰动加以抑制。抑制效果的好坏取决于对扰动补偿的程度。只有对扰动实现全面补偿,才能获得优良的伺服性能。

LPMSM 的控制器要达到稳态跟踪精度高、动态响应快、抗干扰能力强及鲁棒性好。不同的直线电动机或不同的应用场合对控制算法会提出不同的要求,所以要根据具体情况采用合适的控制方法。目前直线伺服电动机采用的控制策略主要是传统的 PID 控制、Smith 预估控制方法和解耦控制。现代控制方法如模型参考自适应控制、滑模变结构控制、鲁棒控制、预见控制、 $H_\infty$  控制、智能控制如模糊控制和人工智能(如人工神经网络系统)控制等。

#### 1.3.2 直线永磁同步电动机的现状和展望

目前世界上对直线电动机的研究已经处于应用阶段。美国、德国等国家的直线电动机产品技术成熟、种类丰富,但价格昂贵。作为高速、精密机床的关键功能部件之一,直线电动机的核心关键技术都被国外所拥有,市场也基本被国外著名的直线电动机公司如 Siemens、Anorad、Indramat、Kollmorgen、Aerotech 及 Park 等所垄断。从技术上说,直接驱动线性(Direct Drive Linear,DDL)传动系统已走上一条成功之路。直接驱动传动系统目前在全部线性传动应用中占较少的份额(6%~10%),但它的市场正在增长。从 Motion Tech Trends 公司(MTT)的报告“2002~2007 年北美直接驱动线性电动机市场”可以了解,预计 2007 年北美 DDL 电动机市



场将达到2.42亿美元。2002年11月, Frost Sullivan公司的报告“欧洲线性电动机市场”提供了欧洲的数字。报告预测这个市场在不久的将来会健康持续地增长。报告预计从2001~2008年市场容量将从5700万美元翻一番到1.25亿美元,销量将从33300台增长近3倍到125500台。

国内已经开始了这方面的研究工作,但还处于探讨和试验阶段,与发达国家有较大差距。因此为振兴我国的机床和机械制造业,目前主要研究力量是大学和科研院所。宁波大学对微特直线电动机,主要是直线步进电动机进行了长期的研究工作,取得了一定的成果。西安交通大学对圆筒形直线感应电动机的性能进行了深入的理论研究,并开发出了实用电动机,在其性能分析方面做了大量工作。浙江大学成立了直线电动机研究所,研究各种类型的直线电动机及其应用,如直线电动机冲压机、记录仪、输送带和门窗驱动等。武汉工业大学、中国科学院电工研究所等,也对不同类型的直线电动机进行了研究。清华大学制造工程研究所研究直线电动机及其控制技术已有近15年的历史。一开始主要研究用来推动机床横向刀架的高频、小行程永磁直流直线电动机,以实现非圆截面零件的车削加工,并且已经成功地应用于实际生产中,取得了很好的效果。自1996年起,有的研究所开始了大推力、长行程LPMSM进给单元的研究,但性能还有待检验和完善,需要进行更深入的研究。沈阳工业大学从20世纪90年代后期开始对LPMSM进行研究,并制造了推力为100N的样机。除了样机的研制外,他们研究的另一重点是直线电动机的控制。广东工业大学成立了“超高速加工与机床研究所”,主要研究和开发“超高速电主轴”和“直线电动机高速进给单元”。开发了GD-3型直线电动机高速数控进给单元,额定推力为2000N,最高进给速度100cm/min,定位精度为0.004mm,行程为80mm。

### 1.3.3 直线电动机控制策略

交流伺服系统本身就是一个有较强非线性、耦合性及时变性的复杂系统,加之系统运行时还会受到不同程度的干扰,控制难度比较大。然而由于直线伺服系统采用了直接驱动方式,使整个系统具有快速动态特性、结构简单、宽调速范围、定位精确等优点。同时,系统参数波动、负载扰动等不确定因素将直接影响直线伺服系统的静态特性,中间没有任何缓冲环节,因而这些不确定性的出现更增加了控制上的难度。另外,直线电动机中存在的“端部效应”,其气隙也要比同等容量旋转电动机大2~3倍,功率因数和效率低,在单边型直线电动机中,更是存在单边磁拉力,容易使轴弯曲。

针对以上提出的各种问题,需要选择有效的控制策略。但是,直线电动机伺服系统是一种具有高度快速性的动态系统,不可能在几十毫秒的启动或制动过程以及更为短暂的动态调节过程中实现十分复杂的控制算法,所以在满足主要控制要求的同时,满足对各种扰动的抑制以及对指令的无延时、无超调的跟踪,选择一种合适的、成功的控制策略,发展高性能的直线电动机伺服系统已经成为国内外众多学者的共识,近些年来也取得了不少成果。

#### 1.3.3.1 经典控制策略

经典控制策略中的代表非PID控制莫属了,PID控制作为一种简单而实用的控制方法,在直线电动机伺服控制系统中获得了广泛的应用。但是,PID控制对被控对象模型参数的变化较为敏感,鲁棒性不够令人满意,此外,PID控制的整定比较费时,由于参数间的相互影响,往往难以收到最优的效果。目前,PID控制更多的是与其他控制策略相结合,形成带有智能的新型复合控制,如将PID控制与模糊控制相

结合,实现了对PID参数的自校正,使直线电动机伺服系统的鲁棒性得到增强,获得较好的控制效果。除了PID控制算法外,例如解耦控制、Smith预估器等经典控制方法,在直线电动机伺服系统中也得到了较好的应用。直线电动机伺服系统是一个多变量、强耦合的非线性控制系统,人们经常采用转子磁链定向的矢量解耦控制方法,来消除励磁控制回路和推力控制回路之间的耦合,使两个控制回路可以分别独立受控;Smith预估器与控制器并联,可以使控制对象的时间滞后得到完全的补偿,这样在设计控制器时就不必考虑对象的时滞影响,对解决直线电动机伺服系统中逆变器电力传输延时和速度测量滞后所造成的速度反馈滞后影响是很有效的。

#### 1.3.3.2 现代控制策略

现代控制策略如自适应控制、鲁棒控制、预见控制和滑模变结构控制的应用,是考虑直线电动机伺服系统的结构与参数变化、各种非线性影响、运行环境的改变以及环境干扰等时变和不确定因素,而开始广泛应用在直线伺服系统的控制器设计上。

(1) 自适应控制。自适应是一种将反馈控制与辨识理论相结合,通过寻求某些性能指标最优来完成对被控对象的整体调节的、基于现代控制理论中的状态空间的控制方法,目前比较成熟的有模型参考自适应与自校正控制两种。模型参考自适应控制系统不需要控制对象的精确数学模型,也无须进行参数辨识。其关键问题是设计自适应参数调整律,在保证系统稳定性的同时使误差信号趋于零,主要优点是容易实现、自适应速度快。因此,在直线电动机伺服系统控制中得到了成功的应用,可以有效地克服直线电动机模型参数的缓慢变化所引起的影响,但对于高频的外部干扰则效果不佳。很多学者将自适应控制与其他控制方法相结合,以解决单纯自适应控制的不足。

(2) 鲁棒控制。鲁棒控制的研究是1976年针对模型的不确定性问题提出的。其研究重点是讨论控制系统的某种性能或某个指标在某种扰动下保持不变的程度(或对扰动不敏感的程度)。经过20多年的研究和发展,鲁棒控制理论取得了十分丰富的结果,其中 $H_\infty$ 控制作为鲁棒控制中较为成熟的方法,实质上是通过使系统由扰动至偏差的传递函数矩阵的 $H_\infty$ 范数取极小或小于某一给定值,据此来设计控制器,对抑制扰动具有良好的效果。很多学者在 $H_\infty$ 控制理论在直线电动机伺服系统中的应用做了大量的研究和尝试,取得了不少成果。

(3) 预见控制。预见控制是指对目标值的过去、现在、未来和干扰信号的未来情况完全知道的情况下,使目标值与被控量的偏差整体达到最小。预见控制伺服系统是在普通伺服系统的基础上附加了使用未来信息的前馈补偿后构成的,它能极大地减小目标值与被控量地相位延迟,也就是说,被控量能没有延迟地跟踪目标值。郭庆鼎成功地将预见前馈补偿应用于直线电动机伺服控制系统中。

(4) 滑模变结构控制。滑模变结构控制本质上是一类特殊的非线性控制,其非线性表现为控制的不连续性。由于滑动模块可以进行设计,且与控制对象的参数及扰动无关,这就使得滑模变结构控制具有快速响应、对参数及扰动变化不敏感、无需在线辨识与设计等优点,因而在直线电动机伺服系统中得到了成功的应用,但是同时,抖振问题成了滑模变结构控制广泛应用的一个主要难题。

#### 1.3.3.3 智能控制策略

智能控制突破了经典控制理论中必须基于数学模型的框架,它所研究的主要目标不再是单一的数学解析模型,而是数学解析和知识系统相结合的广义模型;其次,智能控制继

承了人脑思维的非线性,具有非线性特性,所以智能控制方法更适用控制对象、环境和任务复杂的系统。目前,智能控制在直线电动机伺服系统应用中较为成熟的是模糊控制和神经网络控制。

模糊控制是根据工程技术人员的实际工作经验,运用模糊逻辑推理,并且借助于计算机来实现的一种控制方法。模糊控制器具有不依赖于被控对象的数学模型,适用范围比较广;对非线性及时变负载具有一定的鲁棒性等优点,此外,模糊控制器专用芯片已商品化,实时性好。因此,在直线伺服控制领域,模糊控制取得了一定的效果。针对直线电动机这种复杂的非线性系统的或变负载的应用场合,将模糊控制与PID控制进行了比较,显示了在此类系统的控制方案中采用模糊控制的优势。尽管模糊控制策略提高了智能性,但是单纯地采用模糊控制策略需要较多的控制规则,需要工作人员的大量经验,控制精度相对较低,因此,目前在直线伺服控制系统中,更多的模糊控制应用是与其他控制策略的复合,如自适应模糊控制、混合模糊控制和神经模糊控制等技术的充分运用。结合了传统PID控制和模糊逻辑推理各自的优势,在直线伺服系统的控制中,提出了基于模糊推理的自校正PID控制器,结果证明能很好地适应系统及环境的变化,从而满足工业过程中对伺服电动机的要求。在设计模糊控制器时,利用遗传算法进行离线优化设计,得到最优的参数,从仿真结果可以看出,经过参数优化的模糊控制系统具有良好的稳定性和鲁棒性。基于模糊自学习的交流直线伺服系统的滑模变结构控制,也成功地运用了模糊自学习策略来对实际系统的不确定性因素进行在线学习,对滑模切换控制的方向和幅值进行实时调整,从而大大削弱了滑模控制中的抖振。

神经网络具有信息分布存储、并行处理、非线性逼近及自学习等优点,所以在直线伺服控制领域显示了广阔的应用前景。目前,已经有许多学者从以下几方面进行了深入的研究:与传统的PID控制结合;将神经网络用于电动机参数的在线辨识、跟踪,并对磁通及转速控制器进行自适应调整;结合模型参考自适应控制,将神经网络控制器用作自适应速度控制器;将非线性神经网络控制与滑模控制相结合构成双自由度控制,该控制策略有效地解决了直线伺服系统跟踪性能和鲁棒性能之间的矛盾;与小波技术相结合,采用鲁棒小波神经元控制,克服了单纯采用神经网络学习速度较慢的缺陷。但神经网络的发展并不完善,在控制系统的稳定性、能控性、能观性和自学习速率的研究方面还存在许多问题。此外,人工神经网络的设计方法还需进一步改进。

除了模糊逻辑控制和神经网络控制外,另一种基于专家系统的智能控制引起了学者的兴趣,尝试着将其应用到交流伺服系统中去。将智能控制用于直线伺服系统的研究虽然已经历了一段时间,但目前仍处于开创性研究阶段,待研究的问题还比较多。

#### 1.4 直线电动机技术在装备制造中的应用

上面阐述了LPMSM基本原理、结构型式和不同的控制方式。其结构方式之所以有多种多样,主要是因不同实际需要而产生的,有的场合要求精度较高,有的场合精度不是主要因素,而可靠性和力能指标则要求很严,因而形成此类电动机广泛的应用领域,如交通运输方面:磁悬浮列车、电磁推进船、地铁和公路高速电动车。在物料输送与搬运方面:直线电梯与升降机、矿用推土机和竖井提升机;在汽车生产线、自动化仓库和立体式仓库有应用、银行票据传送系统;在工业和自动化:锻压设备、机加工的数控机床和加工

中心、真空断路器、浮法玻璃生产线、铁磁分离器、冶金工业、纺织工业、自动化和计算机等领域;在民用和建筑业方面:直线电动机驱动的空调和冰箱、建筑打桩机。在军事、医疗、电动工具和天文观测等各领域都用到直线电动机。这里仅介绍几个典型的应用实例。

##### 1.4.1 在高速加工中心和其他大行程数控机床进给系统中的应用

直线电动机进给系统的特点在于利用电能直接产生直线运动,而不需任何中间转换机构。与间接产生直线运动的“旋转电动机+滚珠丝杠”进给系统相比,其优点在于没有机械摩擦,结构简单、体积小;行程理论上不受限制,而且性能不会因为行程的变化而受到影响;可以提供很宽的速度范围;加速度很大,最大可达 $10g$ ;运动平稳;精度和重复精度高;维护简单等优点。Ford、Ingersoll 和 Anorad 公司在20世纪80年代中期合作最初实现了直线电动机在机床上的应用。Ford公司希望机床既高速、高精度又高柔性。合作的结果是Ingersoll公司推出了“高速模块”HVM800,三轴都安装了Anorad公司的LPMSM,获得了很好的性能。据统计1997年直线电动机驱动机床的销售量为300台,预计到2005年该数目将增加到3000台,而10年后,将有20%的数控机床的所有轴都安装直线电动机。加工中心直线进给系统采用的主要是交流直线电动机,包括感应式和永磁同步式两大类,后者虽然成本较高,安装困难,需要屏蔽磁场,但效果较好,结构简单,次极不用冷却,控制方便,更容易达到所要求的高性能。

##### 1.4.2 驱动升降机用的双边形LPMSM

永磁体布置在运动体(或称次极)上,而永磁体的两边有电枢(或称初极),初极固定不动。这种双边形LPMSM对于单边磁力将会大大降低,可以不考虑。永磁材料一般选用钕铁硼表2是日本某一样机的基本参数。采用双边形LPMSM驱动升降机,从性能和精度要求来说是合适的,但如果对于性能要求不高,特别是粘度要求比较低的情况下,这种驱动方式的价格高,仍采用感应式直线电动机驱动合适。

##### 1.4.3 竖井提升机

矿山从井下提升矿物是靠旋转电动机带动钢丝绳组成的提升绞车来完成的。当井越深时,钢丝绳就要越长,绳所受到的张力和拉力也就越大,且井上缠绕绳子的卷筒、电动机的容量和支撑绞车的提升受到了限制。而采用LPMSM驱动的矿井提升机系统则优于绞车方式。直线电动机驱动的提升系统优点是:①井筒的深度不受设备限制,可以不要暗井。在矿山地下深部开采时,由于提升绞车缠绕钢丝绳受到一定限制,在深部开掘时,一般需要设置暗井,即第一个矿井开掘后,再在井下开掘第二个矿井,甚至需要第三、第四个矿井,矿井之间还需运输设备与系统,不仅施工量大,设备增多,成本提高,而且运输环节繁多,效率降低,是当今矿井生产中的一个弊端。直线提升运输系统则克服了这些弊端。②设备数量减少,提升系统简化。③提升系统在井筒里,减少了占用空间。④缩短了施工工期,降低了基建费用。

## 2 磁悬浮驱动技术

### 2.1 磁悬浮技术概论

传统的电动机是由定子和转子组成,定子与转子之间通过机械轴承连接或存在机械接触,因此转子运动过程中存在机械摩擦。机械摩擦不仅增加转子的摩擦阻力,使运动部件

磨损,产生机械振动和噪声,而且会造成部件发热,使润滑剂性能变差,严重的会使电动机气隙不均匀,绕组发热,温升增大,从而降低电动机效能,最终会缩短电动机使用寿命。磁悬浮电动机是利用定子和转子励磁磁场之间“同性相斥,异性相吸”的原理是使转子悬浮起来,同时产生推进力驱使转子在悬浮状态下运动。因此,定子与转子之间不存在任何机械接触,可以产生较高的加速度和减速度,机械磨损小,机械与电气保护容易,维护、检修和更换方便,适用于恶劣环境、极其洁净无污染的环境和特殊需要的领域。磁悬浮电动机的研究越来越受到科技工作者的重视,其发展前景令人鼓舞。

## 2.2 磁悬浮轴承技术

在磁悬浮领域中,应用最广泛的就是磁悬浮轴承,也称电磁轴承或磁力轴承。它是利用磁场力将转轴悬浮在磁场中,使转轴在空间无机械接触、无磨损地旋转的一种新型高性能轴承。由于不存在机械接触,转子可在超临界转速,每分钟数十万转的工况下运行并且可以降低能耗和噪声。具有无需润滑、无油污染、寿命长以及适用于许多应用环境等优点,因而具有一般传统轴承所无法比拟的优越性。由于它具有这样一系列独特的优点,近年来国内外对其研究都颇为重视。根据产生悬浮力的不同方式,可将磁悬浮轴承分为:主动磁悬浮轴承、超导磁轴承、永久磁铁轴承和混合磁轴承等。其中主动磁悬浮轴承是磁悬浮轴承领域主要的研究对象,现对它的工作原理和发展趋势介绍如下。

### 2.2.1 磁悬浮轴承的结构及工作原理

主动磁悬浮轴承是高度机电一体化产品,由电磁铁、转子构成控制对象,并与位移传感器、控制器和功率放大器一起组成闭环控制系统。有关磁悬浮轴承的基本性能,包括刚度和阻尼转子定位,不平衡响应等均取决于控制器。图5.5-3所示是一个磁悬浮轴承系统。现对它的工作原理介绍如下:它由转子、传感器、控制器和执行器4大部分组成,其中执行器包括电磁铁和功率放大器两部分。设电磁铁绕组上电流为 $I_0$ ,它对转子产生的吸力 $F$ 和转子的重力 $G$ 相平衡,转子处于悬浮的平衡位置,这里所谓的平衡位置是指作用在转子上的所有力之和等于零时所对应的位置,这个位置也称为参考位置。

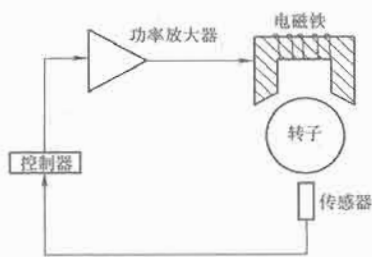


图 5.5-3 主动磁悬浮轴承的原理

在当前情况下,仅有两个力,即重力 $G$ 和与之相反的磁力 $F_m$ ,假设在参考位置上,转子受到一个向下的扰动,就会偏离其参考位置向下运动,此时传感器检测出转子偏离其参考位置的位移,控制器将这一位移信号变换成控制信号,功率放大器又将该控制信号变换成控制电流 $I_0+i$ ,其相对于参考位置,此时的控制电流由 $I_0$ 增加到 $I_0+i$ ,因此电磁铁的磁力变大了,从而驱动转子返回到原来的平衡位置。因此,无论转子受到向上或向下的扰动,转子始终能处于稳定的平衡状态。

通过以上原理分析我们可以看出,磁悬浮轴承是一个复杂的机电耦合系统。在早期的研究过程中,它由机械系统和控制系统两个子系统组成。计算机技术的发展为实现整个系统的智能化提供了条件,将计算机加到系统中得到磁悬浮轴承系统。在这个系统中,利用计算机可以更方便地从外界获取信号,并对其进行智能处理,实现轴承的稳定运行和控制。

### 2.2.2 磁悬浮轴承研究的应用现状

由于其独特的性能,主动磁悬浮轴承的研究已越来越为世人所瞩目。目前,主动电磁轴承的研究已从科学研究走向工业化、商品化,其工业应用包括透平机、压缩机、泵、鼓风机、飞轮、加工刀具的旋转头、粉碎机和离心机等。到目前为止,它主要应用在如下几个方面:

(1) 用作支承元件即通常意义上的磁悬浮轴承。如应用在高速磨床、铣床、高速电动机、航空发动机和航天器姿态控制装置等机器中。

(2) 用作减振器称为电磁减振或电磁阻尼器,对具有不平衡质量的柔性转子系统振动进行控制。磁悬浮轴承区别于普通轴承的显著特点之一,就在于它的高速度和提供了一个可控的电磁力。磁悬浮轴承除了满足基本的支撑作用外,既能作为转子运转的检测传感器,又能作为对转子实施控制的执行器。如将其应用在涡轮机、透平机械和离心机等机器上,控制转子的不平衡,将会极大的提高转子的运转精度和工作可靠性。

(3) 用在间隙测量装置中。

### 2.2.3 磁悬浮轴承现存的问题

到目前为止,磁悬浮轴承在实际应用中还存在着以下问题:

(1) 造价高。目前实现稳定磁悬浮的轴承系统多数较为复杂,造价比传统轴承高,仅应用于某些特殊需要的场合。

(2) 磁悬浮轴承的刚度和承载能力使大规模应用还有一定难度。磁悬浮轴承刚度的大小取决于系统结构和组成,现在多采用可控电磁铁来实现系统的稳定,提供的刚度和阻尼都比较小,承载能力比同等条件下的传统轴承小,这也制约了磁悬浮轴承的应用范围。

### 2.2.4 磁悬浮轴承的发展趋势

虽然对磁悬浮轴承的研究还存在很多问题,但对其理论分析已经形成了较完整的体系。从总体上来看,国内外磁悬浮轴承的研究具有以下几个发展趋势:

(1) 理论分析方面。理论问题的研究将更具有针对性,并在重视控制系统研究的同时,着重研究系统的转子动力学分析,从而更有效地改进控制方法;采用模糊控制、神经网络控制等智能控制方法,实现对复杂转子动力学特性的控制。

(2) 应用方面。成本过高在一定程度上限制了磁悬浮轴承的推广应用,因而实用性的研究将加强,它的产品化和标准化的步伐也将加快,新产品将越来越多地使用数字控制,应用范围也将逐渐从军工转向民用。

(3) 自检测磁悬浮轴承的研究。这种轴承在工业上具有很大的应用前景。

(4) 各种先进控制器和功率放大器的研究。磁悬浮轴承的动态性能,在很大程度上取决于控制器和功率放大器的性能,这个领域将是今后研究的热点之一。

(5) 超导磁悬浮轴承的研究。这种轴承的体积很小,却有很大的承载能力。这方面的研究进展在很大程度上依赖于高温超导材料的进展。



## 2.3 磁悬浮旋转电动机

### 2.3.1 径向磁悬浮旋转电动机

为了解决电动机的悬浮力与驱动力同时得到控制的问题,可以利用定子与转子极数相差2的旋转电动机来实现。当定子和转子径向空间正弦波磁场分别以各自的同步速旋转,即定子比转子多一对极,或转子比定子多一对极时,使定子之间产生并维持一个恒定不变的悬浮力,从而控制转子的径向位置和水平位置,而驱动力则由定子极对数相同的磁场相互作用产生。因此定子绕组要产生两种相差一对极的旋转磁场。

### 2.3.2 轴向磁悬浮旋转电动机

对于轴向磁场电动机,由于转子存在重力作用,会出现偏心运动,而且偏心程度随转速增大而加重。通常采用重力作用方向与轴向一致的办法解决轴向悬浮,而利用弹性约束力使定子轴线一致,以消除径向偏移和角向偏转。但这样对电动机的安装要求十分苛刻,必须立式安装,安装位置受到极大约束。如果利用两台独立的轴向电动机,而永磁转子通过机械方式对称连接,那么由于两台电动机磁路独立,只要转子轴向偏移量不严重,就可以通过对两侧定子励磁绕组独立控制,解决轴向悬浮力和驱动力问题。

## 2.4 磁悬浮直线电动机

对于超高速、大容量的直线电动机,利用轮子的旋转运动达到直线驱动已十分困难,磁悬浮直线电动机一方面通过法向磁场的排斥力或吸引力使电动机悬浮,另一方面通过直线电动机的驱动产生切向推进力使电动机直线推进。目前磁悬浮主要采用排斥型(磁极同性相斥)和吸引型(磁极异性相吸)两大类,驱动直线电动机则采用直线感应电动机、直线同步电动机、锯齿型直线单极同步电动机、异步化同步电动机、直线振动电动机和直线磁阻电动机等。

## 2.5 磁悬浮控制系统

悬浮控制主要是气隙大小的控制,而定子与动子磁场之间作用力的大小与气隙大小呈非线性关系,并且气隙越大作用力越小,因此对排斥型悬浮系统气隙控制可以静态稳定,而吸引型悬浮系统气隙控制不能保证静态稳定(不稳定的平衡点)。反馈控制可以实现鲁棒非线性控制,增强系统因参数变化及外部干扰作用的鲁棒性。磁悬浮电动机的反馈控制是利用在平衡点处线性化的控制系统数学模型,根据传感器检测到的气隙变化及其变化率的反馈信息,控制励磁绕组的电流偏移量,改变磁场强度以达到控制悬浮力和推进力的目的。因此,需要利用电力电子器件,常用的如GTO、IGBT和MOSFET等,随着磁悬浮电动机控制系统功率的增长和动态响应的快速性要求提高,对电力电子器件容量和开关频率的要求也越来越高。新的控制方式如脉宽调制PWM控制、空间矢量控制,以及悬浮与推进解耦控制方式达到有效应用,但经典的PID调节器在控制系统中仍然具有很强的生命力。目前,结合现代控制理论,尤其是非线性控制理论,应用滑模变结构控制, $H_\infty$ 控制和 $L$ 控制等鲁棒控制理论,增强了非线性系统的稳定性和抗干扰能力。

## 2.6 磁悬浮电动机的应用领域

### 2.6.1 磁悬浮电动机的应用

(1) 电子工业。超大规模集成电路的发展要求半导体硅片在超真空、无杂质密封室内加工、对传送硅片的机器人具

有苛刻的要求:既不能用润滑油,也不能产生尘粒和气体,因此采用磁悬浮电动机直接控制机器人及其操纵手臂成为理想的选择。另外在集成电路制版过程中磁悬浮将会取代气垫悬浮芯片布焊。

(2) 化工领域。环境污染严重的放射性环境或高温辐射环境,如用磁悬浮轴承驱动调速离心泵进行核废料处理,可以解决机械轴承磨损与定期维修的难题。

(3) 柔性制造、加工和传送系统。工件的悬浮保持与传送。如基于同高速通信网络互联的分布式磁悬浮直线感应电动机群、各种功率转换和控制组成的超高速、高加速度材料运输系统。基于磁悬浮技术的石油和煤炭输送系统,可以减小原油与输油管之间的接触粘滞力,极大地提高输油速度,在高山地区,磁悬浮煤炭输送系统不仅解决铁路运输的难题,而且适用于爬坡和全天候工作。

(4) 轨道交通。超导磁悬浮机车能实现超高速、大容量平稳安全运输,极大地提高运输效率,高温超导磁悬浮机车是未来列车发展的趋势。

(5) 生命科学领域。心脏是人生命中的永动机,一旦发生故障难以修复。利用人工心脏部分或全部替代心脏功能成为心脏病患者生命延续的关键。过去利用机械轴承人工心脏血泵会产生摩擦和发热,使血细胞破损,引起溶血、凝血和血栓,甚至危及病人生命。现在国外研制成功的离心式和振动式磁悬浮人工心脏血泵,采用无机械接触式磁悬浮结构不仅效率高,而且可以防止血细胞破损,引起溶血、凝血和血栓等问题。磁悬浮血泵的研究不仅解除了心血管病患者的疾苦,提高患者生活质量,而且为人类延续生命具有深远意义。

(6) 其他应用。电磁和永磁混合控制悬浮系统是利用永磁材料的高磁能积和铁心线圈励磁控制减小控制功率,提高系统稳定性。这种系统在模拟真实飞机飞行特性的飞机模型风洞试验悬浮控制,悬浮和旋转广告控制,利用高频感应炉将金属悬浮起来冶炼高纯度无杂质金属,将物体无污染的整体浸没在酸性或腐蚀性溶液中的悬浮控制,对物体整体喷漆或干燥的悬浮控制,多自由度隔振和隔外界干扰磁悬浮平台控制等。

### 2.6.2 磁悬浮电动机的发展趋势

(1) 新材料应用。

1) 稀土永磁材料,如钕铁硼NdFeB,具有磁能积高和功耗低的特点,而且我国稀土蕴藏量丰富,开发研究潜力巨大。

2) 高温超导材料,如YBaCuO,利用超导材料的抗磁特性或磁链守恒特性产生巨大的电磁力,可以预见高温超导材料在磁悬浮控制中将得到广泛应用,如超导磁轴承用于电力系统大惯量飞轮储能,直线电动机超导磁场梯度悬浮推进系统。

3) 稀土高温超导REBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-x</sub>和光稀土高温。

超导LREBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-x</sub>在77K温度下具有极高的电流密度,可以产生极强的磁场,这些新材料的研制成功将为高速磁悬浮机车的应用提供又一新的设计方案。

(2) 新技术应用。超声波传感技术和激光传感技术在高速磁悬浮运动定位控制中的应用,提高了定位速度和精度;可编程逻辑控制技术在复杂磁悬浮系统中实现自动时序控制;高性能逆变器设计和智能化非线性电动机控制技术应用;利用以计算机技术和网络通信技术为基础的全球定位系统GPS为磁悬浮系统提供快捷的宏观监测、控制和服务。

(3) 新领域应用。磁悬浮电动机不仅在电气等工业领域



得到广泛应用,而且在生命科学领域也开始得到应用,充分显示了磁悬浮电动机在国民经济发展和人们生活质量提高方面具有广阔的发展前景。

### 3 非电磁类驱动技术

#### 3.1 磁致伸缩驱动

##### 3.1.1 磁致伸缩驱动的原理

超磁致伸缩材料是一种新型高效的磁(电)—机械能转换材料,其超磁致伸缩系数大、能量密度高、机电耦合系数大、响应速度快和输出力大等特点是其他材料不能比拟的。因此,基于这种材料的马达性能优越,应用前景广泛。近年来,超磁致伸缩薄膜的研究与发展为超磁致伸缩微型马达提供了新的研究方向和应用领域。超磁致伸缩马达是利用超磁致伸缩材料的磁致伸缩效应,在驱动磁场的激励下,由磁致伸缩振子(马达定子)将电磁能转换成机械能,并通过定子和转子间的接触摩擦力推动转子运动,输出力或转矩。这种马达与传统的电磁马达或压电超声波马达相比,具有体积小、输出力大、能量密度高和控制精度高等优点。

超磁致伸缩马达主要由磁致伸缩定子元件、驱动线圈和机械转子三部分组成。驱动线圈通过激励电流产生激励磁场驱动作为定子的磁致伸缩元件做伸缩运动。材料的非线性特性给准确分析马达装置系统的动态性能带来了一定困难,以至于无法采取行之有效的系统控制理论和方法。目前普遍利用永磁铁产生的偏置磁场和机械预应力的方法来消除超磁致伸缩材料的非线性。

准静态条件下,假设忽略产生预应力的弹簧刚度,可以得到无载荷马达中的超磁致伸缩材料的伸缩应变量  $S_3$  的表达式为

$$S_3 = d_{33} H_3 \quad (5.5-1)$$

式中:  $d_{33}$  为磁致伸缩系数;  $H_3$  为磁场强度。实验分析得出,如果磁场强度太大,会产生倍增现象。因此,超磁致伸缩马达最大的激励磁场  $H_3$  不能超过偏置磁场强度。为了避免线圈长时间通电产生的热量对材料磁致伸缩系数的不利影响,实际应用中一般采用短电流脉冲或具有冷却水的恒温线圈使超磁致伸缩材料的工作环境温度保持相对稳定。共振情况下动态应变值由机械品质因子  $Q_m$  放大得到,因此式(5.5-1)可以写成

$$S_3 = Q_m d_{33} H_3 \quad (5.5-2)$$

这里,机械品质因子  $Q_m$  表示系统共振的阻尼衰减。当马达驱动末端无载荷时,阻尼仅为内部机械损耗,这时  $Q_m$  等于材料的机械品质因子  $Q_H$ 。当马达驱动末端应用载荷时,载荷的阻抗部分提供另一部分的阻尼从而减少马达装置本身的机械品质因子。

谐振条件及频率是反映超磁致伸缩材料动态特性优劣的主要参数。恒定电压情况下,机械谐振将发生在电谐振  $f_r$  (即最小阻抗)处。由不同情况下谐振可以得到超磁致伸缩马达装置的有效耦合系数为

$$k_{\text{eff}} = 1 - (f_a/f_r)^2 \quad (5.5-3)$$

式中:  $f_a$  为反谐振频率。有效耦合系数  $k_{\text{eff}}$  反映超磁致伸缩马达装置将电能转变成弹性能的能力。

超磁致伸缩马达输出功率可表示为

$$P_{\text{out}} = X e_m k_{\text{eff}}^2 Q_m (L^2 L_{LF} I^2) \quad (5.5-4)$$

式中:  $X$  为谐振角频率;  $L$  为存储在超磁致伸缩马达装置低频电感中的电能;  $L_{LF}$  为动态电感;  $I$  为电流强度;  $e_m$  为机械效率,  $e_m = 1/(1 + R_m/R_{\text{load}})$ ;  $R_m$  为阻尼电阻;  $R_{\text{load}}$  为负

载电阻。

由式(5.5-4)可以看出,超磁致伸缩马达装置的输出功率完全取决于有效耦合系数。在理想情况下,超磁致伸缩马达装置的有效耦合系数等于材料的耦合系数。

通过上述简化理论分析可进一步了解超磁致伸缩马达系统的特性,如马达系统中的应力和磁场有一个极限强度,共振动态应变比静态应变大以及要保证励磁场在一定的范围内等特性。然而,为了理论分析方便我们对磁场形态、应力一致性等条件进行了假设,以至于不能完全正确地预测超磁致伸缩马达的运行状态。因此,为了得到更加可靠的超磁致伸缩马达系统,需不断深入研究和各种超磁致伸缩马达精确模型,准确地分析马达系统参数。国外学者已经开始对几种初级的超磁致伸缩马达原型进行研究,并取得了一定的成果。

##### 3.1.2 超磁致伸缩马达的种类

随着超磁致伸缩材料性能的日趋完善,科技人员一直试图将其应用于高精度微型机械装置中,并期待着显著提高产品的使用性能。超磁致伸缩材料最初被应用于各种换能器和执行器装置中,同时也被探索性地以各种形式应用于机械马达装置中。超磁致伸缩马达按运动形式一般分为尺蠖式、旋转式和直线式三种。

(1) 尺蠖式超磁致伸缩马达。早在20世纪80年代末,德国柏林大学 Kiese-wetter 教授利用超磁致伸缩材料棒作为驱动元件研制成功一种新型的尺蠖式马达,并命名为 Kiese-wetter。这是世界上第一台超磁致伸缩马达,已被 Dynamotive 在造纸工业中进行了商业化应用,其工作原理见图 5.5-4。马达定子采用管状非磁性材料,并与圆柱型的超磁致伸缩棒具有相同的直径,超磁致伸缩棒尺寸为  $10\text{mm} \times 120\text{mm}$ 。当移动线圈通入电流且位置发生变化时,超磁致伸缩棒运动部分分别在纵向和径向方向上产生磁致伸缩应变,使超磁致伸缩棒交替伸缩,像虫子一样蠕动前进。它的最大驱动力可达到  $1000\text{N}$ ,分辨率为  $2\mu\text{m}$ ,速度可达  $20\text{mm/s}$ ,并具有驱动重载无反冲的优点。

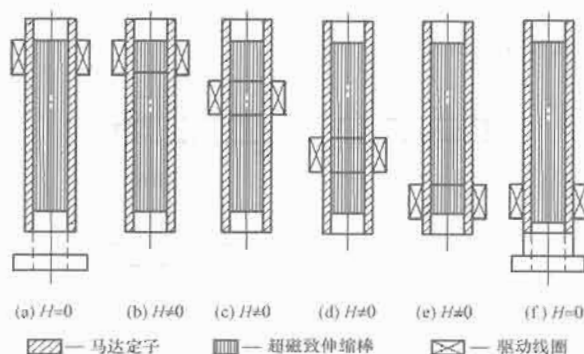


图 5.5-4 Kiese-wetter 马达的工作原理

(2) 旋转式超磁致伸缩马达。美国国家航空和宇宙航天局的 Vranish 和海军水面武器中心的 Restorff 等在 20 世纪 90 年代初,采用蠕动式原理,利用超磁致伸缩棒材研制出一台旋转式步进马达,其工作原理结构见图 5.5-5。利用极对中一套超磁致伸缩棒夹紧两个平行的驱动盘,并用两套平行的超磁致伸缩棒使驱动盘在平行于其表面的平面内作旋转运动,最终使旋转轴作微弧量级的步进式旋转运动。其中极对起到离合器的作用,用于锁住或打开驱动盘,永磁铁产生偏置磁场消除材料的非线性,电线圈产生励磁场激励超磁致伸缩棒发生磁致伸缩效应。实验测定马达的最大输出扭矩为

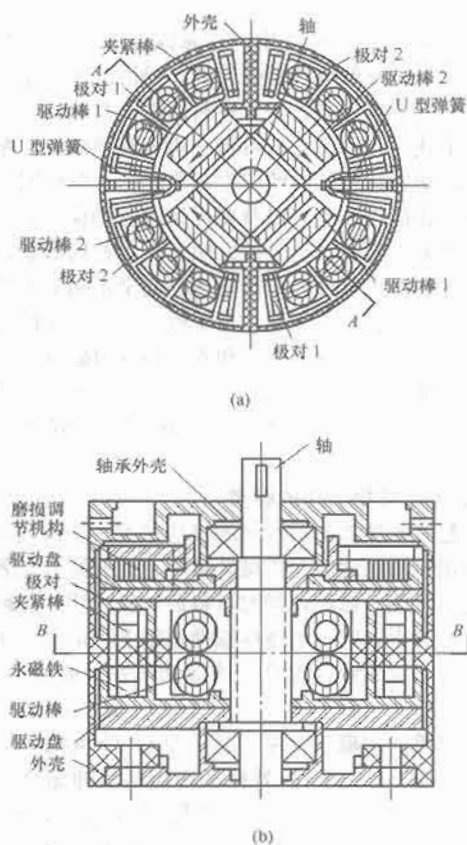


图 5.5-5 超磁致伸缩旋转式步进马达  
(a) B—B 截面; (b) A—A 截面

12.2N·m, 速度最大极限为 0.5r/min, 角分辨率为 800 多  $\mu\text{rad}$ 。但同马达系统需要的 600W 电功率相比, 尺蠖式超磁致伸缩马达的输出功率相对较低 (小于 1W)。

(3) 直线式超磁致伸缩马达。英国剑桥大学 SatConi 技术公司利用仿生学原理, 研制了一种具有双边三相定子的延长范围直线磁致伸缩马达。超磁致伸缩薄片元件 (其典型成分为  $\text{Tb}_{0.3}\text{Dy}_{0.7}\text{Fe}_2$ ) 在移动磁场的作用下以蠕动方式运动, 工作原理如图 5.5-6 所示。

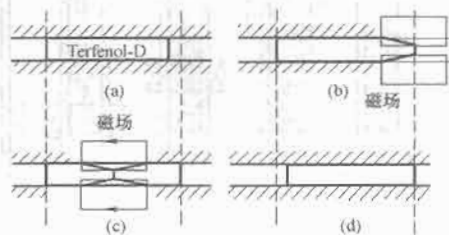


图 5.5-6 延长范围超磁致伸缩马达原理图

同传统的压电马达相比, 这种用薄板式材料作为动子的直线磁致伸缩马达的工作频率有很大提高, 不需要齿轮或其他摩擦部件, 效率和控制精度提高, 适用于精密定位。马达未通电时的自锁特性有利于在许多方面的应用。20 世纪 80 年代中后期, 随着国内微机电系统的发展, 对微型马达的研究也更加深入和广泛, 并先后研制出了性能优越的微型电磁马达和压电马达。由于国内对超磁致伸缩材料的研究起步较晚, 其制备技术还不十分成熟, 因而国内对超磁致伸缩材料驱动的微型马达的研究才刚刚起步, 尚处于探索阶段。近几年来国内对超磁致伸缩材料特性、驱动原理及其驱动的微执行器的研究比较广泛, 其中大连理工大学研制的超磁致伸缩

材料驱动的微位移执行器和浙江大学流体传动及控制国家重点实验室研制的磁致伸缩微位移执行器应用于喷嘴—挡板型气动伺服阀和直动型气动流量阀中, 性能比较稳定, 这些都为进一步研究超磁致伸缩马达奠定了坚实的理论和实验基础。

### 3.2 压电驱动

迄今, 作为物性型执行器, 目前在各个领域研究最多、最活跃的、应用最为广泛的当属压电执行器。作者从 1977 年开始对压电执行器进行了较系统的应用基础理论和器件的开发和研究, 本章除系统介绍压电执行器的一般规律外, 主要介绍近期研究成果。

#### 3.2.1 压电材料的发展

1890 年 Jacques Curie 和 Pierre Curie 兄弟发现电气石的压电效应以后便开创了压电学的历史。1881 年, Lippman G 根据热力学原理, 借助能量守恒和电量守恒定律, 预见到逆压电效应的存在。同年, 居里兄弟又通过实验验证了逆压电效应, 并且获得了石英晶体相同的正逆压电常数。

石英是压电晶体的代表材料, 它一直被广泛采用至今。利用石英的压电效应可制成振荡器和滤波器等频控元件。在第一次世界大战中, 居里的继承人朗之万为了探测德国的潜水艇, 用石英制成丁水下超声探测器, 从而揭开了压电应用史的光辉篇章。除了石英晶体外, 罗西盐、ADP、EDP 和 DKT 等压电晶体也各有其长处和用途。

第二次世界大战中发现  $\text{BaTiO}_3$  陶瓷, 自从  $\text{BaTiO}_3$  付诸应用后, 压电材料及其应用才开始取得划时代的进展。1947 年, 美国的罗伯特  $\text{BaTiO}_3$  陶瓷上加高电压进行极化处理, 获得了压电陶瓷的压电性。随后, 美国和日本都积极开展应用  $\text{BaTiO}_3$  压电陶瓷制作超声换能器、音频换能器、压电传感器等计测器件以及滤波器和谐振器等压电器件的研究。

1955 年, 美国的贾非等人发现了比  $\text{BaTiO}_3$  的压电性更优越的铁锈酸铅, 即 PZT 压电陶瓷, 使压电的应用出现了一个崭新的局面。 $\text{BaTiO}_3$  时代难以实用化的一些应用, 特别是压电陶瓷滤波器和谐振器以及机械滤波器等, 随着 PZT 压电陶瓷的出现而迅速地实用化了。应用压电材料的 SAW 滤波器、延迟线和振荡器等 SAW 器件 20 世纪 70 年代末期也已实用化。另外, 在 20 世纪 70 年代初引起人们注意的有机聚合物压电材料 (PVDF) 现在也已基本成熟, 并已经达到了生产规模。除常用的 PZT、PVF 和  $\text{ZnO}$  外, 助年代中还出现了 PMN (铌镁酸铅)  $\text{PZT-Pb}$ 、 $\text{NiO}_3\text{NB06O}_3$  等复合材料。近年从防止公害考虑, 非铅、无铅和低铅系压电陶瓷材料, 如  $\text{KNbO}_3$  等将是很有发展前途的材料。

为了改进压电陶瓷的微观结构, 提高材料的性能, 近几年来, 许多国家都在积极开展高技术陶瓷及其粉体的研制和生产。高技术陶瓷或精细陶瓷是继金属和塑料之后的第三代新材料。它是高技术的产物, 也是高技术发展中不可缺少的基础材料, 已经广泛地用于微电子、新能源以及汽车、海洋、宇航工业、生物工程和机器人等尖端技术领域。另外, 压电半导体, 例如砷化镓是一种很有前途的材料, 用这种材料可制作集成模拟信号处理器件、信号源和滤波器。

迄今已出现的压电材料可分为三大类: 一是压电晶体, 包括压电石英晶体和其他压电单晶; 二是压电陶瓷; 三是新型压电材料, 包括压电半导体和有机高分子压电材料。

(1) 压电晶体。具有压电性的单晶体统称为压电晶体。除天然和人工石英晶体外, 还包括锂盐类和铁电单晶如铌酸锂 ( $\text{LiNbO}_3$ )、钽酸锂 ( $\text{LiTaO}_3$ )、锆酸锂 ( $\text{LiGeO}_3$ )、镓酸

锂 ( $\text{LiGaO}_3$ ) 和锆酸铋 ( $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$ ) 等材料。石英晶体是最典型最常用的压电晶体。石英的介电常数和压电系数在常温范围内几乎不随温度变化, 在  $20\sim 200^\circ\text{C}$  范围内, 温度每升高  $1^\circ\text{C}$ , 压电系数仅减少  $0.016\%$ 。石英晶体的突出优点是性能非常稳定性, 机械强度高, 绝缘性能相当好, 绝缘阻抗一般在  $10^{12}$  欧姆。但石英的压电系数比压电陶瓷低得多, 且价格昂贵, 因此一般仅用于制作要求较高的传感器, 不用于制作执行器。

(2) 压电陶瓷。主要包括钛酸钡 ( $\text{BaTiO}_3$ ) 和锆钛酸铅 ( $\text{PbZrTiO}_3$ , 简称为 PZT) 压电陶瓷, 都需要经过人工极化才具有压电性。PZT 比  $\text{BaTiO}_3$  的压电系数大。压电陶瓷的特点是: 压电常数大 (约为石英晶体的 50 倍), 灵敏度高; 制造工艺成熟, 可通过合理配方和掺杂等人工控制来达到所要求的性能; 成型工艺性也好, 成本低廉, 利于应用。但是压电陶瓷的绝缘性能和机械强度不如石英晶体, 所以压电陶瓷多用于做执行器, 不做传感器。

压电执行器与传统电动、液动执行器相比, 具有体积小、分辨率高、响应速度快、不发热、低能耗及无电磁干扰等优点。其应用涉及精密光学、微型机械、激光通信、生物遗传工程和大规模集成电路芯片制造等重要高新技术领域。

(3) 新型压电材料。新型压电材料有压电半导体和有机高分子压电材料两种。1968 年以来出现了多种压电半导体, 如硫化锌 ( $\text{ZnS}$ )、氧化锌 ( $\text{ZnO}$ )、碲化镉 ( $\text{CdTe}$ )、硫化镉 ( $\text{CdS}$ )、碲化锌 ( $\text{ZnTe}$ ) 和砷化镓 ( $\text{GaAs}$ ) 等。压电半导体既具有压电性, 又具有半导体特性, 所以除了一般压电应用外, 还可利用其半导体特性制作电子器件。有机高分子压电材料的制作也分两种: 其一, 某些合成高分子聚合物经延展拉伸和电极化处理而成, 如 PVDF; 其二, 高分子化合物中掺杂 PZT 和  $\text{BaTiO}_3$  粉末制成薄膜。有机高分子压电材料的独特优点是质轻柔软、抗拉强度高, 既可做传感器也可做执行器。

### 3.2.2 压电效应

压电晶体属于非中心对称点群的晶体, 机械载荷作用将会使其内部晶胞正负电荷中心产生偏移, 从而引发极化, 在晶体表面出现束缚电荷, 这就是正压电效应。压电效应最新研发的“无定心钻削扭矩测力仪”就是实际应用的例证。

#### 3.2.2.1 压电陶瓷的压电效应

压电陶瓷具有类似铁磁材料磁畴结构的电畴结构, 电畴是分子自发极化形成的区域, 在无外电场作用时, 各个电畴在晶体中杂乱分布, 它们的极化效应被相互抵消, 内部极化强度为零, 见图 5.5-7 (a)。所以用压电陶瓷材料做执行器之前要进行人工极化。在强极化电场作用下, 电畴的极化方向大致按外电场的方向排列, 见图 5.5-7 (b)。去掉极化电场后, 压电陶瓷内部仍存在很强的剩余极化强度, 见图 5.5-7 (c)。

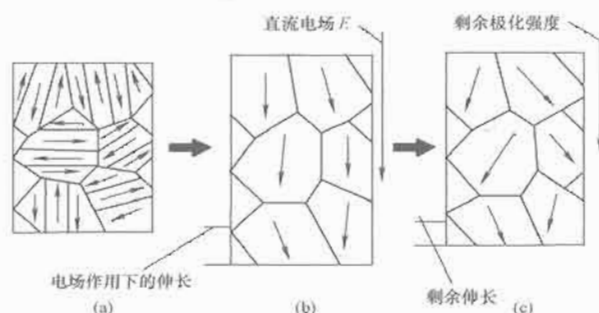


图 5.5-7 压电陶瓷的极化

(a) 自发极化; (b) 人工极化; (c) 剩余极化强度

陶瓷片的极化使陶瓷内部一端出现正束缚电荷, 另一端出现负束缚电荷; 由于束缚电荷的作用, 在陶瓷片的电极面上吸附了一层来自外界的自由电荷, 这些自由电荷与陶瓷片内相应端的束缚电荷符号相反而数量相等, 它屏蔽、抵消了陶瓷片内部极化强度对外界的作用。

压电陶瓷根据极化方式和极化方向的不同, 也可具有纵向效应、横向效应以及剪切效应。因此, 像石英晶体一样, 也可根据不同效应做成不同的传感器和执行器。陶瓷的正压电效应用作传感器, 逆压电效应用作执行器。

总之, 压电陶瓷之所以具有压电效应, 是由于陶瓷内部存在无序的自发极化; 经人工极化处理后, 陶瓷内部具有有序的剩余极化强度。当外界的作用 (如压力或电场的作用) 使极化强度改变, 陶瓷就表现出正压电效应或逆压电效应。另外, 陶瓷内的极化电荷是束缚电荷, 而不是自由电荷, 这些束缚电荷不能自由移动, 所以发生在陶瓷中的充电和放电现象完全是内部极化强度的变化引起电极表面自由电荷的释放和补充的结果。

#### 3.2.2.2 广义压电方程

压电方程是全面描述机电耦合与变换中  $T$  (应力)、 $S$  (应变)、 $E$  (电场强度) 和  $D$  (电位移) 4 个量之间的线性关系的数学表达式。它集中地表达了正、逆压电效应变量间的定量关系。该方程是在 4 种边界条件 (机械自由、机械夹持、电学开路和电学短路) 下建立的。

第一压电方程是描述压电体在  $T$  与  $E$  作用下, 产生应变  $S$  与电位移  $D$  的方程。压电晶体既是弹性体、介电体, 也是压电体, 因此, 作为弹性体、介电体, 在应力张量  $T$  和电场张量  $E$  分别作用下, 将分别产生弹性应变  $S$  弹和介电位移  $D$  介; 作为压电体, 在  $T$  与  $E$  的作用下, 由于存在正、逆压电效应, 将分别产生压电应变  $S$  压和压电位移  $D$  压。将上述两种情况综合起来, 压电体在  $T$  与  $E$  同时作用下, 总的应变  $S$  和总的电位移  $D$  为

$$\begin{cases} S = S_T + S_Y = S^E T + d_i E \\ D = D_Y + D_J = d^T T + \epsilon^T E \end{cases} \quad (5.5-5)$$

此为第一压电方程, 式中  $S^E$  为  $E=0$  时的弹性柔顺系数矩阵, 边界条件是: 机械自由和电学短路。将上式展开后得

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \\ d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} & d_{16} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} & d_{26} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} & d_{35} & d_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \\ T_4 \\ T_5 \\ T_6 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon_{11} & \epsilon_{12} & \epsilon_{13} \\ \epsilon_{14} & \epsilon_{15} & \epsilon_{16} \\ \epsilon_{21} & \epsilon_{22} & \epsilon_{23} \\ \epsilon_{24} & \epsilon_{25} & \epsilon_{26} \\ \epsilon_{31} & \epsilon_{32} & \epsilon_{33} \\ \epsilon_{34} & \epsilon_{35} & \epsilon_{36} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} \epsilon_{11} & \epsilon_{12} & \epsilon_{13} \\ \epsilon_{21} & \epsilon_{22} & \epsilon_{23} \\ \epsilon_{31} & \epsilon_{32} & \epsilon_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (5.5-6)$$

第一压电方程用得比较广泛,最常用于各种力学量传感器和电场的多种位移执行器上。第二类压电方程是描述当  $S$ 、 $E$  为自变量,  $T$ 、 $D$  为因变量时,边界条件为机械夹持和电学短路的方程,则有

$$\begin{cases} T = c^E S - e^T E \\ D = e^S S + \epsilon^S E \end{cases} \quad (5.5-7)$$

当压电晶体处于机械夹持状态时,该式可用于电场夹持力的执行器上。

第三类方程是描述边界条件为机械自由和电学开路的方程,即

$$S = s^D + g^SD \quad (5.5-8)$$

第四类方程是描述边界条件为机械夹持和电学开路的方程

$$\begin{cases} T = c^D S - h^T D \\ E = -h^S S + \beta^D D \end{cases} \quad (5.5-9)$$

随着压电陶瓷位移器类执行器应用的推广,出现了许多专用驱动电源,但驱动方法只有电压驱动和电荷驱动两种。电压驱动是控制压电陶瓷执行器两电极之间的电压为给定值,电荷驱动是控制压电陶瓷执行器极板上的电荷为给定值。电压驱动方法的优点是驱动电路常见,简便易行,动、静态驱动均可以;缺点是输出位移响应或力与输入电压之间存在迟滞非线性关系。电荷驱动的最大优点是能在很大程度

上减小压电执行器的迟滞特性。缺点是驱动电路复杂,只适用于动态或准静态驱动。

### 3.2.3 压电陶瓷的电压驱动

电压驱动是通过向压电执行器施加电压而改变压电陶瓷内部的电场强度,并且认为内部总电场强度近似等于外加电场强度。需要压电执行器产生静态位移或静态力时,要求采用直流电压进行静态驱动;需要压电执行器产生动态位移时,要求采用交流电压进行动态驱动。

电压驱动电源应具有如下特点:

(1) 为保证执行器输出位移的精度,驱动电源稳压性能要好,输出纹波电压控制在很小范围内,负载调整率要极小。

(2) 为满足连续位移输出的要求,驱动电源的输出电压应连续可调,调节范围在  $0 \sim 150\text{V}$ 、 $(-120 \sim 120)\text{V}$  和  $0 \sim 300\text{V}$ 。

(3) 压电陶瓷位移器输出位移响应的快慢,主要取决于驱动电源驱动电流的大小,因此,驱动电源应具备输出大电流的能力。另外,较大的输出电流同时也保证了驱动电源具有较宽的频带。

(4) 需要实现位移自动控制时,驱动电源应采用计算机控制。

#### 3.2.3.1 高压直流电压源

(1) 以 LM317 为核心的可调高压直流电源。经常需要驱动电压幅度在较宽范围内可调节,这里给出采用低耐压的集成器件 LM317 实现高压、连续可调的压电执行器的驱动电源电路,如图 5.5-8 所示。

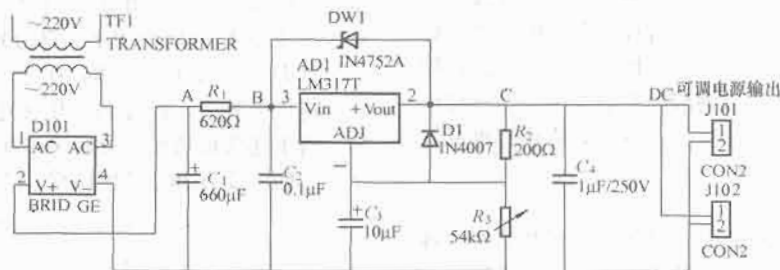


图 5.5-8  $0 \sim 300\text{V}$  可调电源

图中的 LM317 是三端可调式集成稳压器,它们是驱动电源的核心器件。这种稳压器没有接地端(公共端),只有输入、输出和调整三个端子,本身就是悬浮式电路结构,该集成块内部设置了过流保护、短路保护、调整安全工作区保护及稳压器芯片过热保护等电路,因此即使是工作在悬浮式高压情况下也是十分安全的。该集成稳压器的最大输入、输出电压差极限为  $40\text{V}$ ,最小压差为  $3\text{V}$ ,最小负载电流为  $3.5\text{mA}$ ;基准电压  $1.25\text{V}$ ,输出电流为  $1\text{A}$ ,电压调整率为  $0.01\%/V$ ,输出阻抗为  $20\text{m}\Omega$ 。

为了适应输出电压连续可调的需求,采用电阻分压式输

出的方案电压表以监视电源的输出电压。

(2) 开关电源。电源实例见图 5.5-9。所谓开关电源就是其调整元件工作在开关状态,通过控制调整元件的通断来控制压电陶瓷的充放电,从而达到稳压的目的。图中,  $2\text{AK}557\text{A}$  和  $B$  是开关管;  $D/A$  转换器提供驱动电源  $0 \sim 5\text{V}$  输入电压。驱动电源的放大倍数一定,所以输入电压值的不同将引起电源输出电压的变化;  $R_2$ 、 $R_3$  和  $R_4$  组成采样环节, LM324 构成比较放大环节,稳压过程是一个闭环电压负反馈自动调节过程,无论电网电压波动或者负载电流波动,输出电压都通过自动调节稳定在给定值上。

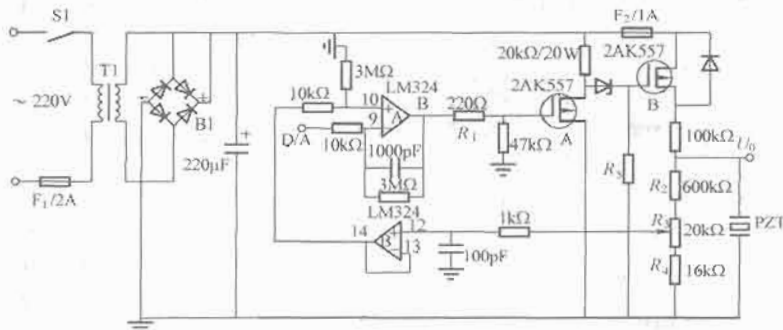


图 5.5-9 开关式精密电源



(3) 采用高压运放的桥式驱动电路。高压运算放大器, 如 PA41 和 3583, 共同特点是高电源电压、高输出电流。PA41 的电源范围为  $\pm 50\text{V} \sim \pm 175\text{V}$ , 输出电流为  $60\text{mA}$ ; 3583 的电源范围为  $\pm 50\text{V} \sim \pm 150\text{V}$ , 输出电流为  $75\text{mA}$ 。高压运算放大器可用于压电变换驱动器、可编程电压源和高压电流源等。图 5.5-10 所示电路可实现峰-峰  $600\text{V}$  压电驱动, 若只要求驱动范围为峰-峰  $300\text{V}$ , 则可以只取一半电路。

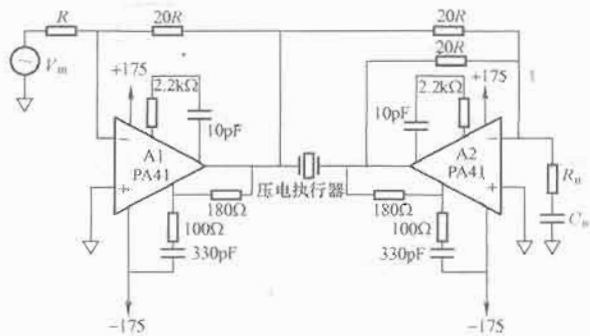


图 5.5-10 高压运放构成的电源

### 3.2.3.2 高压交流电压源

将压电陶瓷执行器用于驱动微小移动机构、振动送料器或振动主动控制时, 要求驱动电源为高压、有一定带宽的正弦、方波或三角波电源。设计时, 除了要按要求设计电压放大电路和功率放大器的电压大小外, 还要兼顾驱动功率要求和频率响应带宽要求。

(1) 采用高压运放的桥式驱动电路。驱动电路见图 5.5-10, D/A 转换器产生所要求的  $0 \sim 5\text{V}$  或  $0 \sim 10\text{V}$  正弦、方波或三角波信号, 按照所要求的电压幅度设计运算放大器的放大倍数。若运算放大器的电源为  $\pm V_s$ , 那么输出电压范围在  $\pm (V_s \sim 10)$ 。高压运算放大器 3583 的功率带宽约  $60\text{kHz}$ , 但是实际使用时, 当信号频率高于  $10\text{kHz}$  时, 会发现驱动压电执行器的输出电压下降严重。

(2) D/A 输出加功率放大器。驱动压电执行器所要求的正弦、方波或三角波信号由 D/A 转换器产生, 功率放大器可选用商品成品, 如 KROHN—HTTE7500、7600; 也可以自行设计, 原理如图 5.5-11 所示。

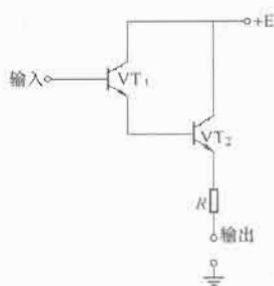


图 5.5-11 功放电路

NPN 型功率管  $VT_1$ 、 $VT_2$  组成复合管; 单向正信号由“输入”端输入; 压电陶瓷接在“输出”端和地之间; 正电源  $E$  为高压直流电源, 具体大小视执行器电压范围而定; 电阻  $R$  为限流电阻。对于双向信号的功率放大可采用推挽式, 在图 5.5-11 基础上增加 PNP 型功率管; 也可以先将双向信号分成两个单向信号, 然后采用如图 5.5-11 所示的两个相同的功率放大电路。

(3) 信号发生器加功率放大器。利用 ICL8038 压控函数发生器作为信号发生电路, ICL8038 的主要特点是同时有三种波形输出, 正弦波、三角波和方波; 工作频率范围为  $0.001\text{Hz} \sim 500\text{kHz}$ ; 失真度低, 约  $1\%$ ; 足够低的频率温漂, 最大值为  $50 \times 10^{-6}$ , 使用简单, 外接元件少。

图 5.5-12 是方波信号发生原理图, 电路由  $\pm 15\text{V}$  单电源供电, 输出信号与 CMOS 集成电路兼容。ICL8038 的缺

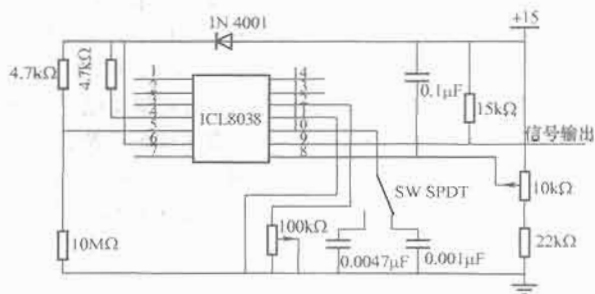


图 5.5-12 8038 构成的信号源

点是输出信号幅度和功率都不够高, 要驱动压电执行器必须再加功率放大环节。

### 3.2.4 压电陶瓷的电荷驱动

压电材料属铁电材料, 应用中不可避免的问题是驱动电压(电场)与位移响应之间存在迟滞非线性, 而且电压越高迟滞越明显。对迟滞原因有许多解释, 如基于宏观唯象理论、微观内摩擦以及微观电畴转向与转向不完全可逆。在小电场情况下, 压电执行器的位移响应与其上的电荷成正比, 利用这一特点, 可以采用电荷驱动。

电荷驱动就是使 PZT 的伸长量是作用其上的电荷的函数而不是电压的函数。电荷驱动可在很大程度上减小迟滞。具体实现方式又有电荷驱动和电流驱动两种, 因为电流是电荷对时间的导数, 所以电流驱动和电荷驱动是同一机理。对于电荷/电流驱动, 人们可操作的输入控制信号都是电压, 电荷/电流驱动与电压驱动的区别在于实际加到压电体上的电学量是期望的电荷/电流, 还是期望的电压。

#### 3.2.4.1 电位移与电荷的线性关系

从基本压电方程出发可以得出小电场情况下的压电的形变和电位移呈线性关系的结论, 实质就是电学开路条件下的第三类压电方程

$$S_1 = g_{31} + s_{11} T_1 \quad (5.5-10)$$

众所周知, 压电陶瓷在电场作用下发生形变的本质原因是电场使其计划强度发生改变。从电介质在电场中电学和力学行为入手, 考虑到剩余极化的影响, 可以推导出压电体形变与极化强度的关系, 即

$$\Delta l = \frac{Q_0 P + P^2 s}{\epsilon_0 K} \quad (5.5-11)$$

式 (5.5-10) 与式 (5.5-11) 并不矛盾,  $D$  和  $P$  的关系为

$$\frac{D}{P} = \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \quad (5.5-12)$$

压电陶瓷的相对介电常数为  $900 \sim 3500$ , 可是,  $P$  和  $D$  都不是直观量, 幸好有高斯方程

$$Q = \iint_S D ds \quad (5.5-13)$$

注意到式 (5.5-13) 是基于系统中的自由电荷。系统中的自由电荷可以直接被放大器和其他电路所控制, 而不像电场那样依赖于绝缘体中的束缚电荷。以条形压电晶片为例, 设长宽分别为  $l$ 、 $w$ , 综合式 (5.5-10) 和式 (5.5-13) 可得

$$S_1 = \frac{g_{31}}{l_w} Q_s + s_{11}^D T_1 \quad (5.5-14)$$

上式表明, 可以控制自由电荷得到线性的位移, 进而减小压电驱动的滞后。

#### 3.2.4.2 电流驱动

利用高阻抗电流源可实现  $D_r$  的电荷驱动。在一段时间内的恒流可获得稳定的伸长率; 电流置定后, 伸长被保持;

相同时间内施加反向的电流,变形回复。要求电流驱动下的压电陶瓷绝缘阻抗要相当高,保证漏电流极小,电流置零后才能将变形量保持几分钟甚至几小时。Newcomb 早在 1982 年就用 LM324 和其他分立元件设计出电流驱动电路,杨宜民等研制的压电式直线和旋转驱动器都采用恒流源驱动。对电流源的要求是精度高,额定电压高。电荷由电流大小和历经时间决定,电流驱动的难点是电荷与时间的配合问题。

### 3.2.4.3 电荷驱动

电荷驱动电路如图 5.5-13 所示,为防止漂移,要定期除去电荷偏置。

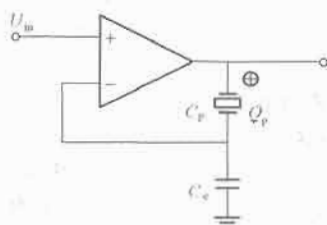


图 5.5-13 电荷驱动原理

### 3.2.4.4 压电陶瓷的电荷控制

电荷控制是驱动方法和控制方法的交叉概念,采用电荷控制的目的是减小压电迟滞。电荷控制有两方面含义:一是以电压控制实际加在压电执行器上的电荷,与电荷驱动混用;二是采用电压驱动,但以电荷为闭环控制系统的反馈量,因为压电执行器的电荷与位移呈线性关系。

(1) 用串联电容获取压电执行器的电荷。电荷控制电路的基本出发点是用一线性定常电容  $C_c$  与压电陶瓷串联,压电陶瓷等效为电容  $C_p$ ,如图 5.5-14 (a) 所示。施加电压  $U$ ,两个串联电容的电荷相等,即  $Q_p = Q_c = C_c U_c$ ;此时  $U_c$  正比于  $Q_p$ ,即正比于压电位移。压电陶瓷的漏电阻一般在吉欧量级,当由于环境湿度加大而严重减小时,  $R_p$  引起的漏电流不容忽视,必须引入平衡电阻  $R_c$  以补偿漏电流,见图 5.5-14 (b),要求  $R_p C_p = R_c C_c$ 。

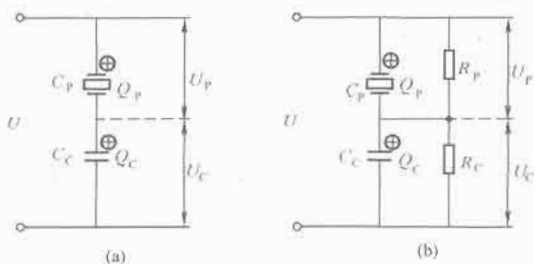


图 5.5-14 电容串联压电执行器  
(a) 无漏电补偿; (b) 带漏电补偿

采用图 5.5-14 (a) 的办法,将正比于电荷的电压  $U_c$  作反馈量,制成小夹钳微力 ( $0 \sim 40\text{mN}$ ) 控制系统。基于图 5.5-14 (a) 的一个完整的电荷控制原理见图 5.5-15,其中  $U_c$  被采样进入微型计算机,作为软件调整  $U$  的依据,以构成闭环控制。作者还采用了图 5.5-11 (b) 的漏电补偿。

该电荷控制方法虽然简便,但由于引入  $C_c$  而把驱动电压  $U$  抬高。所以应选择  $C_c \gg C_p$ ,使  $U_p \gg U_c$ ,  $U$  不至于比  $U_p$  高太多。图 5.5-15 中,静态电容  $C_p = 296\text{nF}$ ,  $C_c = 20.83\mu\text{F}$ 。

(2) 采用电流积分器获取压电执行器电荷。需要寻找一个两全之策,不仅能获取压电执行器电荷,而且不影响执行器驱动电压。文献采用电流积分器与电压驱动电路结合,在对压电体进行驱动的同时,测量压电体上电荷,积分器不

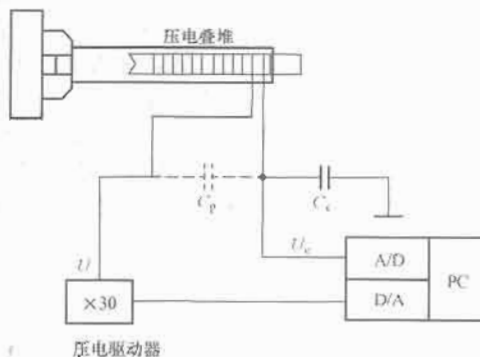


图 5.5-15 串联电容电荷控制原理

影响驱动电压大小,电路原理图如图 5.5-16 所示。

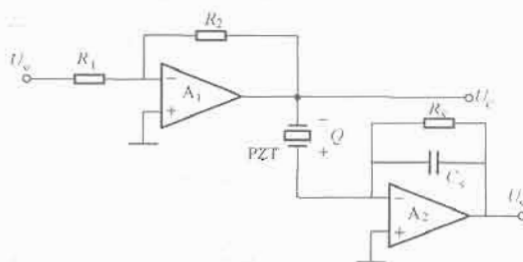


图 5.5-16 电压驱动与电流积分器

图 5.5-16 中: PZT 表示压电陶瓷执行器;  $U_{in}$  为计算机输出的  $0 \sim 10\text{V}$  控制信号;  $U_c$  为经高压运算放大器  $A_1$  放大后施加在执行器上的驱动电压;高输入阻抗型集成运放  $A_2$  和线性定常电容  $C_c$ 、补偿电阻  $R_c$  组成积分器。积分器不影响 PZT 的驱动电压,却能将 PZT 上的自由电荷  $Q$  保存下来。对积分器要设计初始放电电路,图中未画。

$A_1$  可选用 3583,  $A_2$  可选用 CA3140 或性能更好的 ID515。电容  $C_c$  不必是大电容,因为  $C_c$  上的电压不影响压电陶瓷  $C_p$  的电压。选择  $C_c$  容量的依据是以  $C_p$  上承受最大电荷量时,积分器输出不饱和为准。该电路使用前要调整补偿电阻  $R_c$ ,方法是:计算机输出  $V_m$  为应用范围的最大值。调整  $R_c$ ,直至采样  $U_q$  为一条水平直线,表明电荷保持不变。

电荷  $Q$  与电压  $U_q$  的关系为

$$Q = C_c U_q \quad (5.5-15)$$

(3) 电荷控制的应用。因为压电电荷与位移成正比,所以积分器的输出一定程度上可以当作传感器。利用图 5.5-16 测试了无外载荷作用下 P51 型压电陶瓷双晶片执行器的迟滞曲线。压电片长  $\times$  宽  $\times$  厚  $= 50\text{mm} \times 5\text{mm} \times 0.4\text{mm}$ ,中间铜电极厚  $0.03\text{mm}$ 。为校验电荷与位移关系,增加了电涡流计作为标准位移传感器。向压电双晶片施加三个周期幅度衰减的正弦电压,一方面将采样积分器的输出电压  $U_q$  换算成电荷;另一方面再记录电涡流计的输出。电压  $U_c$  电荷  $Q$  和涡流计输出曲线如图 5.5-17 所示,由图可见,积分器和涡流计各自独立获得的执行器尖端位移曲线一致性较好。采用闭环负反馈的方法可以补偿磁滞现象。

压电单片型执行器由于变值小,在许多应用场合不能满足要求。例如,在需要较大控制位移时,单片压电材料的微位移量有限,这就需要多用片压电材料级联,做成压电叠堆;为了增加执行器的灵敏度或改变谐振频率,也需要做成压电叠堆。构成叠堆后,执行器的特性将发生较大变化,因此,研究压电叠堆的特性及振动规律是设计与应用压电叠堆

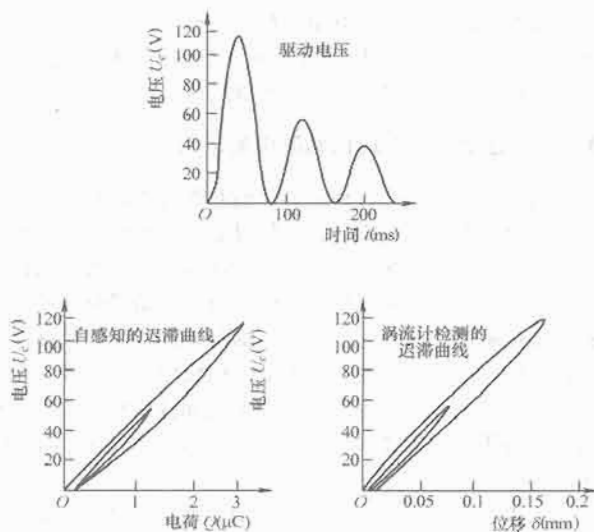


图 5.5-17 无外载荷的压电磁滞现象

执行器的基础。

### 3.3 超声驱动

超声电动机 (Ultrasonic Motor, USM) 是近 20 年来出现的一种全新概念的驱动装置, 它利用压电材料的逆压电效应, 通过弹性体的谐振作用把高频 (大于 20kHz) 交流电能转换为定子的超声振动, 依靠定转子之间的摩擦转换为运动体的回转运动或直线运动, 也称压电超声电动机。

压电超声马达原理的发现已有几十年的时间, 但由于当时材料的缺乏、技术落后, 实用化的超声马达没有得到实现, 只是在最近十几年里, 随着材料科学、非线性动力学和电力电子技术的发展, 压电超声马达从理论到应用才有了长足的发展, 并在微型机械、机器人、航空航天、精密仪器仪表、伺服机构、医疗器械和办公自动化设备等领域展示了广阔的前景。

超声马达的特点与传统的电磁电动机相比, 有许多优点:

(1) 低速、大扭矩超声马达最大的优点在于其能在极低的速度运转, 很容易做到每小时几十转甚至更低, 并且能保持大力矩, 而电磁马达在这样的速度是很难起动的, 即使能起动, 也很难正常工作, 电磁马达用于这种场合只能通过减速机构来实现, 因此随之而带来了摩擦、噪声、传动精度和效率低的缺点; 超声马达低速大扭矩运转, 无需减速机构, 可直接驱动负载, 结构简单, 其功率密度一般为电磁型马达的几到几十倍, 所以非常适合市场对微特电动机的短、薄、轻、小和对力矩的要求。

(2) 制动和响应特性好。由于压电超声马达利用摩擦驱动, 马达的定子与转子间用较大的压紧力压紧, 切断电源时可自锁, 由于超声马达的起动力矩大, 其响应快, 一般旋转型行波超声马达的机械时间为几毫秒, 因此控制性能优越, 适合作为控制系统中的伺服机构。

(3) 结构形式多样化。由于压电超声马达的驱动时所利用的振型的多样性, 使得压电超声马达的结构形式非常灵活和多样化, 如可以做空心的, 也可以做成球形的, 转子材料也不受限制, 甚至, 压电超声马达可不用转子, 而直接由定子驱动回转部件。压电超声马达结构简单、设计灵活, 人们已经研制出了各种各样的压电超声马达, 如环型或盘型、直线型、弯扭耦合型、纵扭复合型和非接触型等。

超声马达的控制方式有自动频率跟踪控制、PI 控制、

软件变增益 PI 控制器、自适应控制、双模模糊控制、正反转 PWM 控制、神经网络控制和前馈控制等等。

### 3.4 记忆合金驱动

形状记忆合金 (Shape Memory Alloy, SMA) 是一种特殊的合金。一旦使它记忆了任何形状, 即使使它变形, 当加热到某一适当温度时, 它就能恢复到变形前的形状。利用形状记忆合金, 由这种能变形伸缩特点而制成的驱动器成为形状记忆合金驱动器。利用这种驱动器的技术即为形状记忆合金驱动技术。形状记忆合金有三个特点: 其一为变形量大; 其二为变位方向自由度大; 其三变位可急剧发生。因此形状记忆合金驱动技术具有位移较大、功率—重量比较高、变位迅速及方向自由的特点。特别适用于小负载高速、高精度的机器人装配作业、显微镜内样品移动装置、反应堆驱动装置、医用内窥镜、人工心脏、探测器和保护器等。

### 3.5 静电驱动

所谓静电驱动技术, 就是利用电荷间的库仑力作为驱动力进行驱动的技术。利用电荷间的库仑力作功较之利用电磁力的电动机有更长的历史。但是它们的输出力比电动机小得多, 因而只用于电气除尘、静电夹和电子照相等, 但由于结构简单, 越小型化性能越高的特点以及 IC 制造技术的发展, 静电微驱动器在各种纤细复杂的微环境里有广泛的应用前景, 如肠胃血管医疗领域、航天航空摄像等方面。

### 3.6 光驱动

过去研究较少, 近些年来, 由于光致伸缩, 光吸收而产生磁变化材料的问世, 光驱动器得以发展, 光驱动器主要分为三种类型: 即他力型, 如光闸流管; 换力型, 如辐射计; 自力型, 如光发动机。他力型和换力型驱动力较大, 但反应较慢, 而自力型则驱动力较小, 但反应较快。光驱动器的特点是结构简单、易小型化和轻量化。

### 3.7 超导驱动

超导驱动主要利用超导材料在临界温度下呈退磁状态, 在临界温度以上呈磁性状态的性质来工作的。一般这种驱动器的转子 (或次级) 采用超导材料, 定子 (或初级) 采用磁性材料 (包括永磁材料), 目前研究主要有三种结构形式: 一是盘形转子 (或次级)、二是液态转子 (或次级), 三是圆柱形转子 (或次级)。超导驱动以其效率高, 小温差能工作的优点, 引起了人们的重视并得以研究发展。

### 3.8 其他驱动技术

金属氢化物驱动是人们利用储氢合金在吸、放氢气的反应过程中平衡分压随温度可逆变化的性质, 通过压力上升或下降来驱动物体。橡胶驱动技术是人们利用压缩空气伸缩橡胶的一种驱动技术, 它的最大特点是功率重量比高, 在尺寸相同的情况下, 它的驱动力比普通的液压、气压大 3~9 倍。

## 4 新型驱动技术在装备制造中的应用

### 4.1 新型驱动技术在机床设备中的应用

近几年, 国际上对数控机床采用直线电动机技术显得特别热, 究其原因: 传统机床的驱动装置依赖丝杆驱动, 丝杆驱动本身具有一系列不利因素, 如: 长度限制、机械间



隙、摩擦、扭曲和螺距一周误差等,而直线电动机技术不仅无此缺陷,且结构简单、精度可以是丝杆的10倍甚至100倍,加速度可以是传统机床的20倍以上。

日本SODICK公司早在1996年就开始在电火花成形机上采用直线电动机技术,他们自行研制了专用的直线电动机技术及与其相配的NC系统。1999年投放市场时,不仅二轴,还有 $x$ 、 $y$ 、 $z$ 三轴均采用了直线电动机技术。在19届JIMTOF机床展上,日本展出8台采用直线电动机技术作进给传动的机床,它们是森精机制作所的HVM600卧式加工中心,新日本工机的80L超高速多轴加工中心(Multi-center),大阪的超高速卧式加工中心,丰田工机的高速加工机床Linea M、松浦机械制作所的LX-1超高速小型加工中心、TaylorMobson的两轴小型超精密镜面加工机床,AID-ENGINEERING和山田DOBBY公司的高速成形机床等。除此之外,世界上还有许多公司生产直线电动机技术驱动的机床,如Ingersoll、Kingburg、EX-cell-o、Grob system、Precitech、Renault Automation、Gildemeist、DeckelMaho和Forest Line等,除一般机床和加工中心采用直线电动机技术外,其他机床如磨床、锯床、激光切割机、等离子切割机及坐标测量机等机床设备上,也采用了直线电动机技术。我国浙江大学、广东工大、沈阳工大、清华大学及南京、宁波、杭州和温州等地一些机床厂,也已研制了一些直线电动机技术驱动的机床样机。

直线电动机技术在工业设备中的应用还体现在一些锻压设备上,如浙江大学研制的直线电动机技术驱动的冲压机,它取消了传统冲压机的各种大小皮带轮、齿轮、飞轮、曲轴和连杆等,从而使新的冲压机结构简单、体积小、重量轻、噪声极小、节能且智能化程度高。还有西安交大研制的用弧形直线电动机技术驱动的摩擦压力机,效率和成品率、工效均提高10%,节电且维修、操作方便。

直线电动机技术还在一些新的冶金工业设备中得到应用,诸如金属自动浇铸、电磁搅拌、铁磁分离、金属拉伸以及金属加工过程中的输送系统等。

#### 4.2 新型驱动技术在磁悬浮列车驱动中的应用

在交通与民用方面的应用与国内外的发展磁悬浮列车改变了传统轨道车辆靠轮轨摩擦力推进的方式,采用磁力悬浮车体、直线电动机驱动技术,使列车在轨道上浮起滑行,在交通技术发展史上是一个重大的突破,被誉为21世纪一种理想的交通工具。磁浮车与现有常规车相比,主要优点是:速度快(500km/h)、安全、无翻车、无噪声振动、占地小、爬坡强、结构简单且节能。许多国家如德、日、美、法、英、俄、加拿大、韩国、瑞士、瑞典及中国都已投入了这方面的研制,其中尤以德、日最为突出,投入最大,持续时间最长。中国目前除上海的磁悬浮列车外,还有北京、四川等地也正在进行这方面的工作。

直线电动机技术在交通方面的应用,除磁悬浮列车外,还被应用于电磁推进船的驱动,它将像喷气式飞机优于螺旋桨飞机一样优于一般螺旋桨推进的船舶,美国将其应用于军事舰艇,日本则于1992年6月完成世界上第一艘载人超导直线电磁推进船“大和一号”,并在日本神户港正式试航成功。此外,在交通应用方面,直线电动机还被应用于驱动地铁车、驱动高速公路车等。

直线电动机技术、压电驱动技术及形状记忆合金驱动技术被应用于驱动门、窗和窗帘、床、柜、桌、椅、洗衣机、空调、冰箱压缩机、家用针织机和缝纫机及炒茶机等。

#### 4.3 新型驱动技术在现代物流中的应用

直线电动机技术在各种物料传输和搬运方面具有独特的优势。主要体现在结构简单、运行可靠、成本低、效率与智能化程度高等。目前在国外,垂直传输方面如直线电动机驱动电梯、升降机。在平面传输方面如直线电动机驱动的邮政包裹分拣传输线,各种行李分拣、烟草分拣、图书分拣传输线,钢材生产传输线,电气、电子、机械加工生产线,食品加工线,制药生产线等各种工业加工线和各种检测线,还有商场、医院等场合的物料传输、搬运以及立体仓库的搬运,汽车库的搬运调度等等。

浙江大学直线电动机与现代驱动研究室将直线电动机驱动技术应用于各种物料传输和搬运方面,完成了许多工程项目与新产品。如邮政包裹分拣传输线,各种行李分拣、烟草分拣、图书分拣传输线,皮带输送机。

#### 4.4 在军事、航天、医学及其他方面的应用与国内外的发展

美国曾在1995年宣布已完成直线电动机驱动的电磁炮。在一些军事设施上,如军用靶场、军用仿真系统、军用战斗武器如导弹的发射等等,也采用了现代先进的直线电动机驱动技术。有人曾提出,建立地下机场,采用直线电动机发射飞机,而美国军方确实正在航空母舰上利用直线电动机发射飞机的项目。此外,直线电动机驱动技术、压电驱动技术等还被用于卫星、空间站等航天领域,如用于天文观测系统中驱动摆镜和反镜等。直线电动机驱动人工心脏、驱动盲人触觉模拟器、医院设备、电动工具、玩具以及建筑用打桩机等。

#### 4.5 新型驱动技术在信息及自动化中的应用

在信息与自动化方面的应用与国内外的发展在信息设备与自动化方面的应用,首推在计算机设备以及它的输入输出设备方面,而直线电动机驱动技术则又是首选应用。在硬盘装置方面,直线伺服电动机首先在IBM2314主光驱上使用,后来又在IBM333上采用。日本松下公司在3.5英寸的磁盘装置上,也采用了直线伺服电动机,日本神钢电动机公司、富士通公司等也制造了供软驱装置用的直线步进电动机,采用直线电动机技术后,计算机有效地缩短了存取时间,提高了工作效率。此外,直线电动机技术也在计算机的输入输出设备中得到了应用。如日本神钢电动机公司、富士通公司分别将直线步进电动机和直线直流电动机用于打印机,取得了分辨能力和停止精度提高,加速特性更好的效果。日本松下公司则将直线伺服电动机用于驱动数字扫描仪,使扫描仪总重减轻,起动推力提高,图像波动减少,扫描速度提高近5倍。至于国内外现有高精度的平面绘图仪,几乎均采用了平面直线步进电动机,它实现了绘图机的高速、高精度、高可靠性及耐久性等特性。

此外,压电驱动技术在照相机方面,形状记忆合金驱动技术在机器人方面也得到了应用。



## 参考文献

- [1] Jan Karlsson. Buoyant robot sales in North America. United Nations Economic Commission for Europe. Press Release ECE/STAT/04/P07. Geneva, 20 October 2004.
- [2] JAPAN'S INDUSTRIAL ROBOT ORDERS UP 17. 8% IN 2004. Asia Pulse News, Feb 3, 2005.
- [3] DOMESTIC SHARE SURVEY: Industrial Robots. Nikkei Report. 2005.
- [4] 朱力. 目前各国机器人发展情况. 中国青年科技, 2003 (11), 38-39.
- [5] Solid recovery of sales and production of industrial robots in Germany-the worlds second largest user and producer of industrial robots. United Nations Economic Commission for Europe. Press Release ECE/STAT/04/P03. Geneva, 20 October 2004.
- [6] 朱世强, 王宣银. 机器人技术及其应用. 杭州: 浙江大学出版社, 2001. 7.
- [7] 孙斌, 杨汝清. 开放式机器人控制器综述. 机器人, 2001, 23(4): 374-378.
- [8] 王天然, 曲道奎. 工业机器人控制系统的开放体系结构. 机器人, 2002, 24(3): 256-261.
- [9] Juan A-Fernande, Javier Gonalez. The NEXUS Open System for Integrating Robotic Software. Robotics and Computer Integrated Manufacturing, 1999, 15: 431-440.
- [10] Cemry Zielinski. Object-oriented Robot Programming. Robotics, 1997, 15: 41-48.
- [11] 刘双伟, 王克鸿. 发展弧焊机器人自动焊技术的途径. 机械制造与自动化, 2004, 33(2): 12-15.
- [12] 陈裕川. 大型自动化焊接设备的国内外现状及发展趋势. 电焊机, 2002, 10: 1-7.
- [13] 符姬波, 边美华, 许先果. 弧焊机器人的应用与发展. 热加工工艺, 2006 (35): 79-81.
- [14] 哈恩晶. 焊接机器人的应用现状与发展趋势. 机械工人(热加工), 2004(5).
- [15] 胡洪国, 高建华, 杨汝清. 码垛技术综述. 组合机床与自动化加工技术, 2000(6).
- [16] AGV(无人自动导引车)新技术及其发展前景. 现代制造, 2001(1).
- [17] 张培忠. 柔性制造系统. 北京: 机械工业出版社, 1997. 11.
- [18] 吴启迪译. 柔性制造系统的控制技术. 上海: 上海科学技术文献出版社, 1994. 8.
- [19] 殷际英. 机电一体化基础. 北京: 冶金工业出版社, 1997. 8.
- [20] 张健民. 机电一体化系统设计. 北京: 高等教育出版社, 2001. 8.
- [21] 冯培恩. 专家系统. 北京: 机械工业出版社, 1993. 7.
- [22] 曾建超. 虚拟现实的技术和应用. 北京: 清华大学出版社, 1996. 3.
- [23] 谢庆生. 机械工程中的神经网络方法. 北京: 机械工业出版社, 2003. 1.
- [24] 王成元等. 电动机现代控制技术. 北京: 机械工业出版社, 2007. 2.
- [25] 王博文. 超磁致伸缩材料设备与器件设计. 北京: 冶金工业出版社, 2003. 8.
- [26] 孙宝元等. 现代执行器技术. 北京: 吉林大学出版社, 2003. 3.
- [27] 叶云岳. 直线电动机原理与应用. 北京: 机械工业出版社, 2000. 6.



## 第6篇 电气传动自动化的应用

主编单位：天津电气传动设计研究所

主 编：仲明振 马济泉 赵相宾 俞智斌 刘国林 付 强

主 审：叶 王 谢保侠 伍丰林

编写人员：仲明振（天津电气传动设计研究所）

马济泉（天津电气传动设计研究所）

叶 王（天津电气传动设计研究所）

谢保侠（天津电气传动设计研究所）

赵相宾（天津电气传动设计研究所）

俞智斌（天津电气传动设计研究所）

刘国林（天津电气传动设计研究所）

付 强（西门子(中国)有限公司）

伍丰林（天津电气传动设计研究所）

罗青华（天津电气传动设计研究所）

常智海（天津电气传动设计研究所）

李冬梅（天津电气传动设计研究所）

李红霞（天津电气传动设计研究所）

万海龙（唐钢自动化公司）

张卫东（唐钢自动化公司）

王春武（天津电气传动设计研究所）

王庭宽（天津电气传动设计研究所）

王万新（天津电气传动设计研究所）

阎占文 (天津电气传动设计研究所)

黄 嘉 (天津电气传动设计研究所)

余 真 (天津电气传动设计研究所)

张建成 (天水电气传动设计研究所)

王广大 (天水电气传动设计研究所)

刘 昆 (鞍钢集团矿业公司)

陈承继 (大连重工起重集团有限公司)

徐 平 (天津电气传动设计研究所)

吴坚兰 (天津电气传动设计研究所)

吴国庆 (天津电气传动设计研究所)



# 第1章 电动机调速节能的应用

## 1 电动机的调速节能

### 1.1 电动机调速节能的意义

能源是国家重要的物质基础,能源的供需矛盾已成为制约经济建设的主要因素之一。在能源问题上依据“节约与开发并重”的发展原则,依靠技术进步,把节约能源作为重要的技术经济政策,例如我国“十一五”实现能耗下降20%、电耗下降7%的目标。当前应推广变频调速节能技术,即风机、水泵、压缩机等通用机械系统采用变频调速节能措施,工业机械采用交流电动机变频工艺调速技术。

据不完全统计,我国电动机总装机容量约5.8亿kW,占全国总耗电量的60%~70%。其中,交流电动机占90%左右。如果按电动机总容量的10%进行调速改造,按年平均运行4000小时、节电率20%~25%计算,年节电潜力为320亿~400亿kWh,加上为改善工艺流程而进行调速改造的电动机可带来的节电潜力,总节电潜力约为500亿kWh,相当于10000MW装机容量的火力发电厂的年发电量。全国风机、水泵、压缩机就有1500万台电动机,用电量占全国总发电量的40%~50%,只要将这些电动机电能利用率提高10%~15%,全年可节电300亿kWh以上。由此可见,电动机系统节能是目前中国节能市场上最具商业潜力的领域。

根据火电设计规程SDJ—1979规定,燃煤锅炉的送、引风机的风量裕度分别为5%和5%~10%,风压裕度分别为10%和10%~15%。设计过程中很难计算管网的阻力,并考虑到长期运行过程中发生的各种问题,通常总是把系统的最大风量和风压裕度作为选型的依据,但风机的型号和系列是有限的,往往在选取不到合适的风机型号时就往上调整,裕度大于20%~30%比较常见。因此这些风机运行时,只有靠调节风门或风道挡板的开度来满足生产工艺对风量的要求。风机和水泵的机械特性均为平方转矩特性,靠调节风门、风道挡板或阀门的开度来调节风机风量及水泵流量的方法,称为节流调节。在节流调节过程中,风机或水泵固有特性不变,仅仅靠关小风门、挡板或阀门的开度,人为地增加管路的阻力,因此增大了管路系统的损失,也不利于风机、水泵的节能运行。

采用调速控制装置,通过改变风机水泵转速,从而改变风机风量、水泵流量以适应生产工艺的需要,这种调节方式称为风机水泵的调速控制。风机、水泵以调速控制方式运行能耗最省,综合效益最高。交流电动机的调速方式有许多种,变频调速是高效的最佳调速方案,可以实现风机水泵的无级调速,并可方便地组成闭环控制系统,实现恒压或恒流量控制。

### 1.2 电动机调速节能的方法

#### 1.2.1 常用调速方式分类

根据交流电动机的转速特性表达式可知,它的调速方式可分为三大类:频率调节、磁极对数调节和转差率调节。基

于节能角度,通常把交流调速分为高效调速和低效调速。图6.1-1表示风机水泵用交流调速装置分类。



图 6.1-1 风机水泵用交流调速装置分类

高效调速指基本上不增加转差损耗的调速方式。在调节电动机转速时转差率基本不变,不增加转差损失,或将转差功率以电能形式回馈电网或以机械能形式回馈电网。

低效调速则存在附加转差损失,在相同调速工况下其节能效果低于不存在转差损耗的调速方式。属于高效调速方式的主要有变极调速、串级调速和变频调速;属于低效调速方式的主要有电磁滑差离合器调速、转子串电阻调速和定子调压调速。

变极调速和滑差调速方式适用于笼型异步电动机,串级调速和转子串电阻调速方式适用于绕线型异步电动机,定子调压调速和变频调速既适用于笼型,也适用于绕线型异步电动机。变频调速除了适用于异步电动机外,还可用于同步电动机。

#### 1.2.2 常用调速方式性能比较

(1) 变频调速。改变异步电动机定子端输入电源的频率,从而改变电动机转速,称为变频调速。用于风机水泵的交流调速的变频调速装置,主要有交—直—交电压型、电流型和脉宽调制型(PWM)三种,其中交—直—交电压型、电流型原理结构如图6.1-2所示。

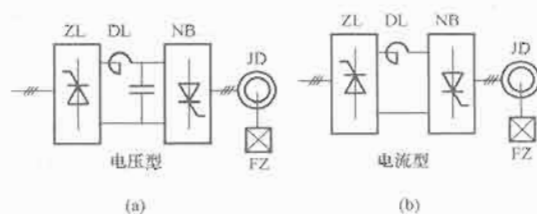


图 6.1-2 交—直—交电压型、电流型和 PWM 型变频装置原理  
(a)电压型; (b)电流型

变频调速的特点为:

- 1) 无附加转差损耗,效率高;调速范围宽。
- 2) 特别适合于低流量运行较多或启停运行频繁的风机水泵,可用比电动机容量小的装置达到节能运行的目的。
- 3) 技术复杂,价格较高。

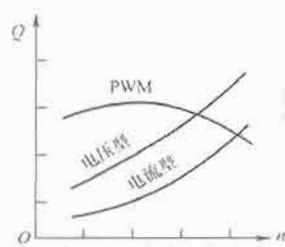


图 6.1-3 三种类型变频调速装置的功耗与转速的关系

4) 品种较多,选择的余地大。

上述三种类型的变频调速装置的效率、功率因数有明显差异。图 6.1-3 为功耗与转速的关系曲线。

(2) 变极对数调速。改变异步电动机定子绕组的极对数,可使电动机同步转速改变,达到调速的目的。其特点为:

- 1) 无附加转差损耗,效率高。
- 2) 控制电路简单,易维修,价格低。
- 3) 不能得到平滑调速。
- 4) 变极对数与定子调压或电磁滑差离合器相配合,可达到效率较高而又能平滑调速的效果。

(3) 无换向器电动机调速。无换向器电动机调速是同步电动机的自同步控制变频调速。它的主要特点是

- 1) 利用电子技术,综合了交、直流电动机的优点,具有交流同步电动机结构简单、直流电动机良好的调速性能和永不失步的特点。
- 2) 低速用电源电压,高速用电动机反电动势自然换流,运行可靠。

3) 特别适用于高速大容量同步电动机的起动和调速运行,无附加转差损耗,效率高。

4) 现有同步电动机只要轴端加装位置检测器,就能方便地改造为无换向器电动机方式的调速运行,只是过载能力较低,原有电动机的容量不能充分发挥。

(4) 串级调速。串级调速是将调速过程中产生的转差能量回馈电网[见图 6.1-4(a)、(b)]或电动机轴上[见图 6.1-4(c)]的高效调速装置。常用的只能在同步速以下调速的串级调速系统,称为次同步串级调速,其主回路如图 6.1-4 所示。它的主要特点是:

- 1) 可以将调速过程中产生的转差能量以电能或机械能的形式回馈至电网或电动机轴,效率高。
- 2) 装置容量与调速范围成正比,调速范围小时,调速装置容量也小,成本低,适用于 70%~95% 调速。
- 3) 设备简单,价格低,功率因数高,谐波影响小。晶闸管静止串级无旋转部分,维护容易,控制方便,唯其功率因数较低,谐波影响较大。

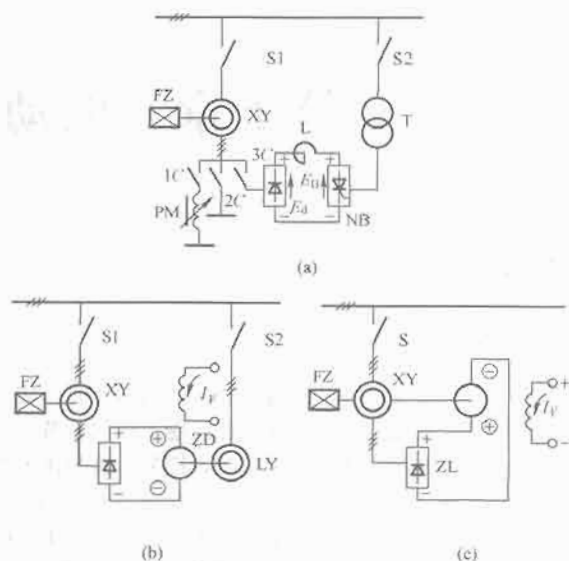


图 6.1-4 次同步串级调速主回路原理图

4) 在正常电动运行范围内无法产生制动转矩,只能在要求单象限运行的场合使用,对风机水泵特别合适。

5) 调速装置出现故障时,可切换至全速运行。

(5) 转子串电阻调速。绕线转子异步电动机转子串电阻调速,技术上不复杂,易于掌握,调速设备费用较低,功率因数只取决于电动机,无谐波影响,但是用铸铁电阻,只能有级调速;而用液体电阻又须经常维护保养。串电阻调速过程中的转差功率以热能形式损耗于电阻上,效率较低,属于低效调速设备。转子侧斩波调速可以连续控制,是一种较好的方案。

(6) 电磁滑差离合器调速。电磁滑差离合器调速是将滑差离合器装于恒速运转的异步电动机与负载之间,用调节离合器励磁电流的大小达到调速的目的。其主要特点为:

- 1) 电磁离合器本身滑差较大,其输出轴的最高速度仅为电动机同步速的 80%~90%,速度损失大。调速过程中的滑差功率以热能形式损耗,效率低,同样属于低效调速装置。
- 2) 离合器与其控制设备发生故障时,负载无法切换至额定速度运行。
- 3) 离合器结构简单,控制装置容量小,价格便宜,易于掌握,适用于中小容量电动机。

各种调速装置的性能比较见表 6.1-1。

表 6.1-1

各种调速装置的性能比较

装 置	调速原理	优 点	缺 点	适用场合
变频调速	利用各种类型的变频器改变异步电动机定子输入电源的频率,以改变电动机的转速。主要有交—直—交式电压型、电流型和脉宽调制型三种类型	(1) 转差率小,转差损耗少,效率高 (2) 特性硬,调速精度高 (3) 无级调速 (4) 调速范围大 (5) 起动及制动能耗少	(1) 变频器结构复杂 (2) 全部功率通过变频器,投资大 (3) 使用、维护要求技术水平高 (4) 产生高次谐波,对电网有污染,对电动机有影响	笼型及绕线转子异步电动机及同步电动机
变极调速	改变异步电动机定子绕组的极对数,可使电动机同步转速改变,达到调速的目的	(1) 转差率小,转差损耗少,效率高 (2) 只需要转换开关或接触器,控制简单 (3) 价格便宜,投资少 (4) 使用维护简单方便	有级调速,而且级差较大	鼠笼型异步电动机和不要求平滑、连续和频繁调速的场合

续表

装 置	调速原理	优 点	缺 点	适用场合
串级调速	<p>在绕线转子异步电动机的转子电路中串入一个与转子电动势频率相同、相位相反的附加电动势后，转子电流减少，从而使电动机产生的转矩也随之减小，电动机转速必然下降。随着转速降低，转差率增加，转子电动势也要增大，从而使转子电流回升。当转子电动势所产生的转矩与负载转矩相平衡时，电动机重新稳定运行在较低转速。</p> <p>主要形式有晶闸管串级调速、机械串级调速和电动机机组串级调速三种。晶闸管串级调速又可分为低同步速串级调速、超同步速串级调速及内反馈串级调速三种。</p>	<p>(1) 各种串级调速的效率较高，节能效果好。因为可将调速过程中产生的转差能量回馈到电网或电动机轴上加以利用。</p> <p>(2) 调速装置的容量与调速范围成正比，范围小时装置容量也小，所以成本较低，投资少。</p> <p>(3) 平滑无级调速。</p> <p>(4) 晶闸管串级调速因无转动部分，所以维护容易，控制方便。</p> <p>(5) 机械串级调速和电动机机组串级调速设备简单，可靠性高，功率因数高，无高次谐波。</p> <p>(6) 内反馈串级调速可省掉逆变压器及高压操作柜。</p>	<p>(1) 晶闸管串级调速功率因数低。</p> <p>(2) 晶闸管串级调速产生高次谐波，对电网有污染。</p> <p>(3) 机械串级调速和电动机机组串级调速需增加一台直流电动机，所以维护工作量增加。</p> <p>(4) 内反馈串级调速需采用特制的内反馈绕线式电动机。</p>	绕线型异步电动机和要求调速范围不大(70%~95%)的场合。若采用超同步速串级调速，可使调速范围扩大到50%~150%。
无刷双馈变频调速电动机	<p>无刷双馈变频调速电动机是一种特制的调速电动机，其基本结构是一个定子、一个转子、一套公共磁路。定子绕组有两套对应不同极数的出线端，一套出线端接工频电源作为功率绕组，另一套出线端接变频电源作为控制绕组。在两套绕组极性确定的情况下，通过改变控制绕组变频器的输出频率来调节转速，可实现平滑无级调速，调速的范围与两套绕组的极数和电源的频率有关。</p>	<p>(1) 变频器功率仅占电动机总功率的一小部分，因此，可以大大降低变频器的容量，同时大大降低变频器功率器件的耐压要求，从而大大降低了调速系统的成本。</p> <p>(2) 功率因数可调，可以提高调速系统的力能指标。</p> <p>(3) 由于取消了电刷和滑环结构，大大提高了系统运行的可靠性。</p> <p>(4) 即使在变频器发生故障的情况下，电动机仍然可以运行于感应电动机状态下，保证拖动设备的正常工作。</p> <p>(5) 电动机的转速仅与功率绕组和控制绕组的极数、频率及相序有关，而与负载转矩无关，因此电动机具有硬的机械特性(同步机特性)，并且转速的控制十分精确。</p>	<p>(1) 必须更换特制的无刷双馈电动机。</p> <p>(2) 起动特性较差，要借助感应起动机或外接电阻起动。</p> <p>(3) 调速效率稍低。</p>	长期连续工作在不需频繁起动的场合。
无换向器电动机调速	<p>无换向器电动机是指由变频器、同步电动机、转子位置检测器组成的可变速电动机。无换向器电动机的工作原理与具有三个换向片的直流电动机相似，其转速控制是通过调整晶闸管整流器的触发角改变整流器的输出直流电压来实现的。</p>	<p>(1) 调速特性好。</p> <p>(2) 调速效率高。</p> <p>(3) 与直流电动机相比，去掉了换向器和电刷，提高了调速系统的可靠性。</p> <p>(4) 控制线路比变频器简单，从而成本降低。</p> <p>(5) 容量大，转速高。</p>	<p>(1) 无换向器电动机的起动及低速运行特性差。</p> <p>(2) 过载能力低。</p> <p>(3) 调速装置的体积大，且产生高次谐波，对电网有污染。</p> <p>(4) 需采用特制的无换向器电动机。</p> <p>(5) 与变频调速一样，全部功率通过变频器，增加了功率器件的电压、电流耐量和投资。</p>	大容量、高转速。
转子串电阻调速	<p>在绕线转子异步电动机的每组转子电路中串入附加电阻，则转子电流减小，使电动机转速下降。转速下降后转差率加大，因而使转子电动势增大，转子电流重新增加，直到电动机产生的电磁转矩与负载转矩相平衡时，稳定运行在较低转速上。</p> <p>可串入金属电阻、液体电阻及斩波器控制电阻。</p>	<p>(1) 调速方法简单，不需要复杂的控制设备，可靠性高。</p> <p>(2) 投资少。</p> <p>(3) 技术容易掌握。</p> <p>(4) 功率因数高。</p> <p>(5) 不产生高次谐波，对电网无影响。</p> <p>(6) 起动和调速设备合二为一。</p> <p>(7) 利用液体电阻时，可实现平滑、连续调速。</p>	<p>(1) 效率低，因为转差功率以热能形式消耗在转子电阻及附加电阻上。</p> <p>(2) 机械特性比较软，串接电阻越大特性越软。</p> <p>(3) 串入的金属电阻体积较大，抽头困难，不易做到无级调速，平滑性较差。</p>	绕线转子异步电动机和对电动机机械特性硬度要求不高的场合。
电磁调速电动机	<p>电磁调速电动机由不调速的鼠笼型异步电动机和靠励磁电流调速的电磁转差离合器组成。电磁转差离合器改变磁场强度(即改变励磁电流的大小)即可改变电磁滑差离合器的转速，因而与磁极连接的风机水泵的转速也得到调节。</p>	<p>(1) 调速装置结构简单，运行可靠。</p> <p>(2) 价格便宜，投资少。</p> <p>(3) 控制线路简单，维修容易。</p> <p>(4) 控制装置容量较小，一般为电动机容量的1%~2%，因此占地面积小。</p> <p>(5) 采用闭环控制时，调速范围大于10。</p> <p>(6) 不产生高次谐波，对电网无影响。</p>	<p>(1) 电磁滑差离合器本身滑差大，最高输出转速仅为电动机同步转速的80%~90%。</p> <p>(2) 低速时效率较低，因为调速过程中产生的转差损失以热能形式耗散。</p>	中、小容量的笼型异步电动机。

## 2 电动机节能系统设计及应用

### 2.1 选择调速节能注意事项

(1) 不同的调速方式适用的电动机容量和转速范围。各种电动机调速方式所适用的容量和转速范围是不同的。无换向器电动机适用于大、中容量和高、中转速场合。对于大容量(大于10MW)、高转速(大于4000r/min)的水泵的电动机调速方式,目前只有无换向器电动机能适应这个工作要求。晶闸管串级调速系统适用于大、中容量和中、低转速场合。鼠笼式电动机变频调速系统适用于中、小容量和中等转速。其他如电磁调速电动机、异步电动机定子变压调速以及绕线式电动机转子串电阻调速等均适用于容量较小、转速不高的场合。

(2) 各种调速方式的电动机及其调速装置的综合效率。适用于中、小型电动机的调速装置,有笼型异步电动机PWM型变频调速、笼型异步电动机电压型变频调速、笼型异步电动机电流型变频调速、电磁调速电动机、绕线转子异步电动机转子串电阻调速等。其综合效率 $\eta_c$ 以笼型异步电动机PWM型变频调速最高,笼型异步电动机电流型、电压型变频调速次之,绕线转子异步电动机转子串电阻调速更次之;电磁调速电动机和异步电动机串电阻调速最低。

PWM型变频调速与电流型、电压型变频调速都是高效调速方式,但是前者的 $\eta_c$ 比后两者的高。PWM型变频调速线路相对简单,且逆变器输出的电压或电流波形为近似的正弦波,使电动机基本不受高次谐波影响,故线路损耗也相对小。

绕线式电动机转子串电阻调速、电磁调速电动机、异步电动机定子调压调速都是具有转差损失的低效调速方式。适用于大型交流电动机的调速装置,绕线转子异步电动机晶闸管串级调速的综合效率 $\eta_c$ 最高,无换向器电动机次之,笼型电动机晶闸管变频调速更次之。这是因为前两者的线路相对比较简单,线路损耗小。此外,串级调速及无刷双馈变频调速经过变频器的仅是转差功率,而无换向器电动机和笼型电动机变频调速则输入电动机的全部功率均要经过变频器,因而后两者经变频器的功率损失要大些。

图6.1-5是叶片式泵与风机( $M \propto n^3$ 型负载)应用各种调速方式时综合效率 $\eta_c$ 的实测结果图。实际上,由于电动机及调速装置设备制造厂的设计、制造、工艺等水平并不完全相同,因此,即便是同型号同容量的调速系统,其综合效率值也会有一定差异。

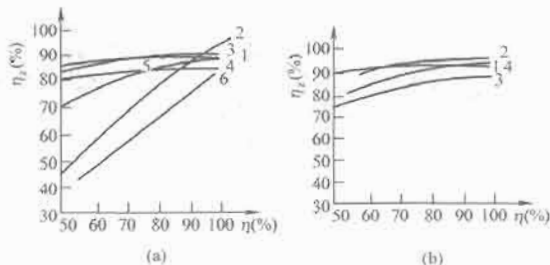


图 6.1-5 各种电动机调速方式的综合效率比较  
(a) 中、小容量电动机; (b) 大容量电动机

图 6.1-5 (a) 为中、小容量电动机各种调速系统综合效率 $\eta_c$ 比较,其中:曲线1为直流电动机(75kW),曲线2为绕线转子异步电动机转子串电阻调速(132kW),曲线3为笼型异步电动机 PWM 型变频调速(75kW),曲线4为笼型

电动机电压型变频调速(90kW),曲线5为笼型电动机电流型变频调速(255kW);曲线6为电磁调速电动机(37kW)。

图 6.1-5 (b) 为大容量电动机各种调速系统综合效率 $\eta_c$ 比较,其中:曲线1为直流电动机(750kW),曲线2为绕线转子异步电动机晶闸管串级调速(6500kW),曲线3为笼型电动机电流型变频调速(1350kW),曲线4为无换向器电动机调速(5000kW)。

### 2.2 风机、水泵电动机节能应用

#### 2.2.1 风机水泵变频调速的节电原理

图 6.1-6 为离心风机水泵的风压、(水压) $H$ —风量(流量) $Q$ 曲线特性曲线图。

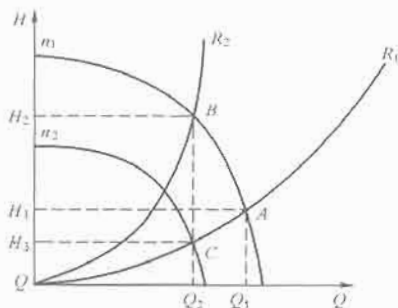


图 6.1-6 风机水泵  $H-Q$  特性曲线图

$n_1$ —风机水泵在额定转速运行时的特性; $n_2$ —风机水泵降速运行在 $n_2$ 转速时的特性; $R_1$ —风机水泵管路阻力最小时的阻力特性; $R_2$ —风机水泵管路阻力增大到某一数值时的阻力特性

风机水泵在管路特性曲线 $R_1$ 工作时,工况点为 $A$ ,其流量压力分别为 $Q_1$ 、 $H_1$ ,此时风机水泵所需的功率正比于 $H_1$ 与 $Q_1$ 的乘积,即正比于 $AH_1OQ_1$ 的面积。由于工艺要求需减小风量(流量)到 $Q_2$ ,实际上通过增加管网阻力,使风机水泵的工作点移到 $R_2$ 上的 $B$ 点,风压(水压)增大到 $H_2$ ,这时风机水泵所需的功率正比于 $H_2$ 与 $Q_2$ 的乘积,即近似于 $BH_2OQ_2$ 的面积。显然风机水泵所需的功率增大了。这种调节方式控制虽然简单、但功率消耗大,不利于节能,是以高运行成本换取简单控制方式。

若采用变频调速,风机水泵转速由 $n_1$ 下降到 $n_2$ ,这时工作点由 $A$ 点移到 $C$ 点,流量仍是 $Q_2$ ,压力由 $H_1$ 降到 $H_3$ ,这时变频调速后风机(水泵)所需的功率正比于 $H_3$ 与 $Q_2$ 的乘积,即正比于 $CH_3OQ_2$ 的面积,由图 6.1-7 可见功率的减少是明显的。

#### 2.2.2 水泵变频调速控制系统的设计

目前,国内在水泵控制系统中使用变频调速技术,大部分是在开环状态下,即人为地根据工艺或外界条件的变化来改变变频器的频率值,以达到调速目的。系统主要由四部分组成:①控制对象;②变频调速器;③压力测量变送器(P.T);④调节器(PID)。

系统的控制过程为:由压力测量变送器将水管出口压力测出,并转换成与之相对应的4~20mA标准电信号,送到调节器与工艺所需的控制指标进行比较,得出偏差。其偏差值由调节器按预先规定的调节规律进行运算得出调节信号,该信号直接送到变频调速器,从而使变频器将输入为380V/50Hz的交流电变成输出为0~380V、0~400Hz连续可调电压与频率的交流电,直接供给水泵电动机。

#### 2.2.3 水泵变频调速应用的注意事项

水泵调速一般是减速问题。当采用变频调速时,原来按



工频状态设计的泵与电动机的运行参数均发生了较大的变化;另外,如管路特性曲线与调速泵并列运行的定速泵等因素,都会对调速的范围产生一定影响。超范围调速则难以实现节能的目的。因此,变频调速不可能无限制调速。一般认为,变频调速不宜低于额定转速 50%,最好处于 75%~100%,并结合实际经计算确定。

(1) 水泵工艺特点对调速范围的影响。理论上,水泵调速高效区为通过工频高效区左右端点的两条相似工况抛物线的中间区域。实际上,当水泵转速较小时,泵的效率将急剧下降,受此影响,水泵调速高效区萎缩,若运行工况点已超出该区域,则不宜采用调速来节能了。

(2) 定速泵对调速范围的影响。实践中,供水系统往往是多台水泵并联供水。由于投资昂贵,不可能将所有水泵全部调速,所以一般采用调速泵、定速泵混合供水。在这样的系统中,应注意确保调速泵与定速泵都能在高效段运行,并实现系统最优。此时,定速泵就对与之并列运行的调速泵的调速范围产生了较大的影响。对调速范围的影响主要分以下两种情况:

1) 同型号调速泵和定速泵并列运行时,虽然调度灵活,但由于无法兼顾调速泵与定速泵的高效工作段,因此,此种情况下调速运行的范围是很小的。

2) 不同型号调速泵和定速泵并列运行时,若能达到调速泵在额定转速时高效段右端点扬程与定速泵高效段左端点扬程相等,则可实现最大范围的调速运行。但此时调速泵与定速泵绝对不允许互换后并列运行。

(3) 电动机效率对调速范围的影响。在工况相似的情况下,一般有  $N \propto n^3$ , 因此随着转速  $n$  的下降,轴功率  $N$  会急剧下降,但若电动机输出功率过度偏移额定功率或者工作频率过度偏移工频,都会使电动机效率下降过快,最终都影响到整个水泵机组的效率。而且自冷电动机连续低速运转时,也会因风量不足影响散热,威胁电动机安全运行。

### 2.3 节能效果的工程计算和测量方法

对于风机、泵类设备采用变频调速后的节能效果,通常采用两种方式进行工程计算和测量。

(1) 通常的算法是粗略认为挡板调节时轴消耗功率不变,而变频调节时轴功率与转速成三次方关系。设工频恒速运行时风机水泵轴功率为  $P_0$ , 挡板调节时,即使开度为 0, 流量为 0, 此时仍需要 40% 轴功率。挡板调节轴功率  $P_2$  和变频调节轴功率  $P_1$  与流量  $Q$  的函数关系为

$$P_2 = P_0 Q^3 \quad (6.1-1)$$

$$P_1 = P_0 (0.4 + 0.6Q) \quad (6.1-2)$$

$$P_2 - P_1 = P_0 (0.4 + 0.6Q - Q^3) \quad (6.1-3)$$

式中:  $P_0$  为工频运行时风机水泵轴功率;  $P_1$  为风机水泵变频调节轴功率;  $P_2$  为风机水泵挡板调节轴功率;  $Q$  为风机水泵流量。

式 (6.1-3) 即为挡板调节轴和变频调节对比的节能效果。

(2) 根据已知风机、泵类在不同控制方式下的流量—负载 ( $Q-H$ ) 关系曲线和现场运行的负荷变化情况进行计算。

1) 所需参数:

风机或泵在额定工况下的轴功率  $P_1$ 。

带动风机泵类的电动机的效率  $\eta_1$ 。

变频器的效率  $\eta_2$ 。

设备年运行总时间  $T$ 。

各种工况下的流量比 (转速比)  $Q_k$  (以额定工况下的流量为基准), 及对应的工作时间占总的工作时间的百分比  $t_k$  ( $k=1, 2, 3, \dots, N$ ) 电价  $P$ 。

2) 计算过程:

计算原工作点对应的轴功率。

计算改挡板调节门开度后的新工作点对应的轴功率。

挡板调节时工作点沿原性能曲线移动, 先拟合出风机泵类的性能曲线, 就可以根据各种工况下的流量从性能曲线上查找相应的新工作点, 然后按照  $Q-H$  图上的面积按比例换算得到新工作点对应的轴功率, 再除以效率就得到消耗的功率。可以计算出挡板调节时各种工况下对应功率  $P_{VK}$  的年运行费用为

$$E_V = TP \sum_{k=1}^N (P_{VK} t_k) \quad (6.1-4)$$

式中:  $P_{VK}$  为挡板调节时各种工况下对应的功率;  $E_V$  为挡板调节时年运行费用。

计算使用变频器进行变速调节后的新工作点对应的轴功率。变频调节时工作点沿管道阻力特性曲线移动, 先拟合出管道阻力特性曲线, 就可以根据各种工况下的流量从管道阻力特性曲线上查找相应的新工作点, 然后按照  $QH$  图上的面积按比例换算得到新工作点对应的轴功率, 再除以效率就得到消耗的功率。

计算出变频调节时各种工况下对应消耗的功率  $P_{INVK}$  的年运行费用为

$$E_{INV} = TP \sum_{k=1}^N (P_{INVK} t_k) \quad (6.1-5)$$

式中:  $P_{INVK}$  为变频调节时各种工况下消耗的功率;  $E_{INV}$  为变频调节时年运行费用。

比较年运行费用, 可以得到变频调节相对于阀门调节所能节约的年运行费用 ( $E_{SAVE}$ ) 为

$$E_{SAVE} = E_V - E_{INV} \quad (6.1-6)$$

精确计算可采用专用的计算软件, 很容易计算出风机、泵类设备的节能状况。它用变频器运行与其他流量调节方法进行比较, 例如, 对风机有导叶控制、叶距调整和叶片角度控制等, 从而得出节能的量值。计算结果可用数字及图形显示、打印。

## 3 通用低压交流调速节能控制系统设计

### 3.1 交流调速节能系统的容量计算

(1) 变频器的各主要参数。

1) 容量: 通用变频器的容量用所适用的电动机功率 (kW)、输出容量 (kVA)、额定输出电流 (A) 表示。其中, 最重要的是额定电流, 它是指变频器连续运行时输出的最大交流电流的有效值。

2) 输出频率: 变频器的最高输出频率视型号的不同而不同。通用变频器中大容量的大都属于 50Hz、60Hz, 而最高输出频率超过工频的变频器多为小容量。其调节范围常有 0.5~400Hz。400Hz 以上属中频。

3) 输出电压: 可以根据所配用电机的额定电压选择变频器的输出电压。

4) 瞬时过载能力: 根据主回路半导体器件的过载能力, 通用变频器的电流瞬时过载能力常设计成 150% 额定电流、1min 或 120% 额定电流、1min。

5) 保护结构: 变频器内部一般采用开放式构造, 用风扇进行强制冷却; 对于小容量变频器可采用全封闭式结构。

## (2) 变频器容量的计算。

1) 连续运转时, 变频器应同时满足以下三个条件

$$P_{CN} \geq k P_M / \eta \cos \varphi \quad (\text{kVA}) \quad (6.1-7)$$

$$I_{CN} \geq k I_M \quad (\text{A}) \quad (6.1-8)$$

$$P_{CN} \geq k \times \sqrt{3} U_M I_M \times 10^{-3} \quad (6.1-9)$$

式中:  $P_M$  为负载所要求的电动机的轴输出功率;  $\eta$  为电动机的效率, 通常约 0.85;  $\cos \varphi$  为电动机的功率因数, 通常约 0.75;  $U_M$  为电动机电压, V;  $I_M$  为电动机电流, A, 是工频电源时的电流;  $k$  为电流波形的修正系数, PWM 方式时, 取 1.05~1.0;  $P_{CN}$  为变频器的额定容量, kVA;  $I_{CN}$  为变频器的额定电流, A。

还可以用估算法, 通常为

$$I_{CN} \geq (1.05 \sim 1.1) I_{\max} \quad (6.1-10)$$

2) 加减速时, 变频器的最大输出转矩是由变频器的最大输出电流决定的。一般情况下, 对于短时间的加减速而言, 变频器允许达到额定输出电流的 130%~150%。因此, 短时加减速时输出转矩也可以增大。由于电流的脉动原因, 应将要求的变频器过载电流提高 10% 后再进行选定, 即将要求变频器容量提高一级。

3) 频繁加减速运行时, 根据加速、恒速、减速等各种运行状态下的电流按下式进行选定:

$$I_{CN} = (I_1 t_1 + I_2 t_2 + \dots + I_5 t_5) / (t_1 + t_2 + \dots + t_5) k_0 \quad (6.1-11)$$

式中:  $I_{CN}$  为变频器额定输出电流, A;  $I_1, I_2, \dots, I_5$  为各运行状态下的平均电流, A;  $t_1, t_2, \dots, t_5$  为各运行状态下的时间, s;  $k_0$  为安全系数, 运行频繁时,  $k_0 = 1.2$ , 其他为 1.1。

4) 一台变频器拖动多台电动机并联运行时, 当变频器短时过载能力为 150% 额定电流、1min 时, 若电动机加速时间在 1min 以内, 则

$$P_{CN} = 2/3 P_{CN1} [1 + n_s / n_T (K_S - 1)] \quad (6.1-12)$$

$$I_{CN} \geq 2/3 (n_T I_M) [1 + n_s / n_T (K_S - 1)] \quad (6.1-13)$$

当电动机加速时间在 1min 以上时,

$$P_{CN} = P_{CN1} [1 + n_s / n_T (K_S - 1)] \quad (6.1-14)$$

$$I_{CN} \geq n_T I_M [1 + n_s / n_T (K_S - 1)] \quad (6.1-15)$$

式中:  $n_T$  为并联电动机的台数;  $n_s$  为电动机同时起动的台数;  $P_{CN1}$  为连续容量, kVA, 其中,  $P_{CN1} = k P_M n_T / \eta \cos \varphi$ ;  $K_S$  为电动机起动电流/电动机额定电流;  $I_M$  为电动机电流, A, 是工频电源时的电流;  $K$  为电流波形的修正系数, PWM 方式时, 取 1.05~1.0;  $P_{CN}$  为变频器的额定容量, kVA;  $I_{CN}$  为变频器的额定电流, A。

当变频器驱动多台电动机, 但其中有一台电动机可能随时挂接到变频器或随时退出运行时, 变频器的额定输出电流为

$$I_{ICN} \geq k \sum_{i=1}^J I_{MN} + 0.9 I_{MQ} \quad (6.1-16)$$

式中:  $I_{ICN}$  为变频器额定输出电流, A;  $I_{MN}$  为电动机额定输入电流, A;  $I_{MQ}$  为最大一台电动机的起动电流, A;  $k$  为安全系数, 一般取 1.05~1.1;  $J$  为余下的电动机台数。

5) 电动机直接起动时, 通常三相异步电动机直接用工频起动, 其起动电流为额定电流的 4~7 倍, 对于电动机功率小于 10kW 的电动机直接起动时, 可按下式选取变频器

$$I_{CN} \geq I_K / K_g \quad (6.1-17)$$

式中:  $I_K$  为在额定电压、额定频率下, 电动机起动时的堵转电流, A;  $K_g$  为变频器的允许过载倍数,  $K_g = 1.3 \sim 1.5$ 。

6) 大惯性负载起动, 通用变频器过载容量通常为

125% 额定电流、60s 或 150% 额定电流、60s, 过载容量超过此值时, 必须增大变频器的容量。这种情况下, 一般按下式计算变频器的容量

$$P_{CN} \geq k n_M / 9550 \eta \cos \varphi [M_L + G D^2 / 375 (n_M / t_A)] \quad (6.1-18)$$

式中:  $G D^2$  为换算到电动机轴上的总飞轮矩,  $N \cdot m^2$ ;  $M_L$  为负载转矩,  $N \cdot m$ ;  $\eta$  为电动机的效率, 通常约 0.85;  $\cos \varphi$  为电动机的功率因数, 通常约 0.75;  $t_A$  为电动机加速时间, s, 根据负载要求确定;  $k$  为电流波形的修正系数, PWM 方式时, 取 1.05~1.0;  $n_M$  为电动机额定转速, r/min;  $P_{CN}$  为变频器的额定容量, kVA。

7) 多台电动机并联起动且部分直接起动, 这种情况中所有电动机由变频器供电, 且同时起动, 但一部分功率较小的电动机直接起动, 功率较大的则使用变频器功能实行软起动。此时, 变频器的额定输出电流计算式为

$$I_{CN} \geq [N_2 I_K + (N_1 - N_2) I_n] / K_g \quad (6.1-19)$$

式中:  $N_1$  为电动机总台数;  $N_2$  为直接起动的电动机台数;  $I_K$  为电动机直接起动时的堵转电流, A;  $K_g$  为变频器的允许过载倍数,  $K_g = 1.3 \sim 1.5$ ;  $I_n$  为电动机额定电流。

8) 并联运行中追加投入起动, 即对于一部分电动机已经起动后, 再追加投入其他电动机直接起动, 此时, 变频器的电压、频率已经上升, 追加投入的电动机将产生较大的起动电流。因此, 变频器容量与同时起动时相比可能更大一些。变频器额定输出电流  $I_{CN}$  计算式为

$$I_{CN} \geq \sum_{i=1}^{N_1} k I_{Hn} + \sum_{j=1}^{N_2} k I_{Sn} \quad (6.1-20)$$

式中:  $N_1$  为先起动的电动机台数;  $N_2$  为追加投入起动的电动机台数;  $I_{Hn}$  为先起动的电动机的额定电流, A;  $I_{Sn}$  为追加投入电动机的额定电流, A;  $k$  为修正系数 (取 1.05~1.10)。

9) 与离心泵配合使用, 对于控制离心泵的变频器, 可用下列公式确定变频器容量

$$P_{CN} = K_1 (P_1 - K_2 Q \Delta H) \quad (6.1-21)$$

或

$$P_{CN} = K_1 P_1 (1 - \Delta H / H) \quad (6.1-22)$$

式中:  $P_{CN}$  为变频器的测算容量, kW;  $K_1$  为考虑电动机和泵调速后, 效率变化系数, 一般取 1.1~1.2;  $P_1$  为节流运行时电动机实测功率, kW;  $K_2$  为换算系数,  $K_2 = 0.278$ ;  $\Delta H$  为泵出口压力与干线压力之差, MPa;  $Q$  为泵的实测流量,  $m^3/h$ ;  $P_{CN}$  为变频器的测算容量, kW;  $K_1$  为考虑电动机和泵调速后, 效率变化系数, 一般取 1.1~1.2;  $P_1$  为节流运行时电动机实测功率, kW;  $\Delta H$  为泵出口压力与干线压力之差, MPa;  $H$  为泵出口压力, MPa。

对于往复泵可用下列公式确定变频器容量

$$P_{CN} = K_1 (P_1 - K_2 \Delta Q H) \quad (6.1-23)$$

$$P_{CN} = K_1 P_1 (1 - \Delta Q / Q) \quad (6.1-24)$$

式中:  $P_{CN}$  为变频器的测算容量, kW;  $K_1$  为考虑电动机和泵调速后, 效率变化系数, 一般取 1.1~1.2;  $P_1$  为节流运行时电动机实测功率, kW;  $\Delta Q$  为泵打回流时的回流量,  $m^3/h$ ;  $Q$  为泵的实测流量,  $m^3/h$ ;  $K_2$  为换算系数,  $K_2 = 0.278$ ;  $H$  为泵出口压力, MPa。

(3) 变频器类型的选择。通用变频器根据控制功能的不同分为三种类型, 即普通功能型  $U/f$  控制变频器, 具有转矩控制功能的高功能型  $U/f$  控制变频器和矢量控制高性能

型变频器。

根据负载要求来选择变频器的类型:

1) 对于风机、泵类负载,其转矩与转速的平方成正比,低速时负载转矩较小,通常可以选择普通功能型。

2) 对于恒转矩类负载,则分两种情况:如采用普通功能型变频器,要实现恒转矩调速,常采用加大电动机和变频器容量的办法,以提高低速转矩;如采用具有转矩控制功能的高功能型变频器,实现恒转矩负载的调速运行,则更理想。

3) 对于要求精度高、响应快的生产机械设备,宜采用矢量控制高性能型通用变频器。

### 3.2 外围设备及选择

变频器的外围设备用来构成更好的调速系统或节能系统,选用外围设备常常是为了提高系统的安全性和可靠性,提高变频器的某种性能;增加对变频器和电动机的保护,减小变频器对其他设备的影响。

变频器的外围设备主要有输入变压器、电源断路器、交流接触器、滤波器、电抗器、制动电阻等。变频器的外围设备如图 6.1-7 所示。

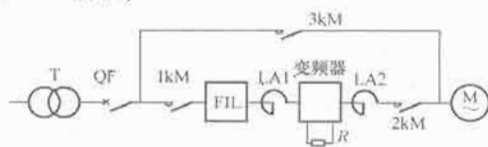


图 6.1-7 变频器的外围设备

(1) 输入变压器。电源输入变压器用于将高压电源变换到通用变频器所需的电压等级。由于变频器的输入电流含有一定量的高次谐波,使电源侧的功率因数降低,同时考虑到变频器的运行效率,则变压器的容量一般按下式计算

$$\text{变压器的容量} = \frac{\text{变频器的输出功率}}{\text{变频器功率因数} \times \text{变频器效率}} \quad (\text{kVA}) \quad (6.1-25)$$

其中,变频器功率因数在有输入交流电抗器时取 0.8~0.85,无输入电抗器时取 0.6~0.8,变频器效率可取 0.95,变频器输出功率为所接电动机的总功率。

(2) 断路器和接触器。接触器用于电动机电源在工频电网和变频器之间的切换,保证变频器的输出端不会接到工频电网上去,以避免损坏变频器。断路器用于电源回路的开闭,且在出现过流或短路事故时自动断开电源。

(3) 噪声滤波器(FIL)。噪声滤波器(FIL)一是起着限制变频器高次谐波对外界的干扰,二是减少周围供电设备对变频器的不利影响。其选择视具体工作环境而定。

(4) 电抗器。合适的电抗器与变频器配套使用,既可以抑制谐波电流,降低变频器系统所产生的谐波总量,提高变频器的功率因数,又可以抑制来自电网的浪涌电流对变频器的冲击,保护变频器、降低电动机噪声,从而保证变频器和电动机的可靠运行。

1) 进线电抗器(LA1),进线电抗器连接在电源与变频器之间,能限制电网电压突变和操作过电压所引起的冲击电流,有效保护变频器,改善变频器的功率因数,抑制变频器输入电网的谐波电流,大幅度削减 5、7、11、13 次谐波。应该安装进线电抗器的场合有以下几种:

电源变压器容量为 500kVA 以上,且变频器安装位置与大容量变压器距离在 10m 以内。

三相电源电压不平衡率  $K > 3\%$ ,  $K$  的计算式为

$$K = \frac{\text{最大一相电压} - \text{最小一相电压}}{\text{三相平均电压}} \times 100\% \quad (6.1-26)$$

在同一电源上有晶闸管变流器共同使用,或者进线电源端接有通过开关切换以调整功率因数的电容器装置。

需要改善变频器输入侧的功率因数(用电抗器可将功率因数提高到 0.75~0.85)。

变频器生产厂家一般有标准的进线电抗器供用户选用。表 6.1-2 为常用的进线电抗器的部分技术参数表。

表 6.1-2 进线电抗器部分技术参数表

变频器功率 (kW)	变频器输出电流 (A)	电抗器额定电流 (A)	压降为 2% (即 4.4V) 时电感量 (mH)	压降为 4% (即 8.8V) 时电感量 (mH)
2.2	6	7.5	1.87	3.7
3.7	9	12	1.16	2.3
5.5	12	16	0.876	1.75
7.5	17	23	0.61	1.2
11	23	31	0.45	0.9
15	31	42	0.33	0.67
18.5	38	49	0.286	0.57
22	43	58	0.24	0.48
30	57	70	0.2	0.4
37	71	85	0.165	0.33
45	86	115	0.122	0.22
55	110	137	0.102	0.2
75	144	160	0.088	0.175
90	180	205	0.068	0.137
110	216	250	0.056	0.112

2) 输出电抗器(LA2),输出电抗器接在变频器输出端与电动机之间,抑制电动机噪声,以及限制与电动机连接的电缆的容性充电电流,即补偿连接长导线的充电电流,从而使电动机在引线较长时也能正常工作。表 6.1-3 为德国西门子公司变频器有无输出电抗器时导线的允许长度。

表 6.1-3 西门子公司变频器有无输出电抗器时导线的允许长度

变频器功率 (kW)	额定电压 (V)	非屏蔽导线允许长度 (m)		屏蔽导线允许长度 (m)	
		无输出电抗器	有输出电抗器	无输出电抗器	有输出电抗器
4	200~600	50	150	35	100
5.5	200~600	70	200	50	135
7.5	200~600	100	225	67	150
1.1	200~600	110	240	75	160
1.5	200~600	125	260	85	175
18.5	200~600	135	280	90	190
22	200~600	150	300	100	200
30~220	380~690	150	300	100	200
250~630	380~480	200	400	135	270

输出电抗器还能吸收变频器输出谐波,起到消除噪声的作用,并使电动机绕组上的电压上升率限制在 540V/μs 以内。

(5) 制动电阻。当电动机制动运行时,储存在电动机中的动能经过 PWM 变频器回馈到直流侧,从而引起滤波电容电压升高;当电容电压超过设定值后,就经制动电阻消耗回



馈的能量。小容量通用变频器带有制动电阻，大容量变频器的制动电阻通常由用户根据负载的性质和大小、负载周期等因素进行选配。制动电阻的阻值大小将决定制动电流的大小，制动电阻的功率将影响制动的速度。制动电阻的功率均是按短时工作制进行标定的，选择时应加以注意。当电动机以四象限运行时，要考虑各种工况下制动能量的需求，校核最严重的情况，并据此确定制动电阻。

制动电阻用来吸收电动机再生制动产生的电能，缩短大惯量负载断电后的停车时间。目前，对于小容量的变频器，厂家出厂时在其制动单元中就装有制动电阻，能满足抑制泵升电压的要求。而对于大于20kW以上的变频器，制动电阻可依据相应产品手册选取。

## 4 异步电动机中压变频的应用实例

### 4.1 单元串联变频器特点

高压变频器，即采用单元串联多电平 PWM 电压源型变频器，是一种直接高压输出电压源型变频器。其主回路采用若干个低压 PWM 变频功率单元串联的方式实现直接高压输出。该变频器具有对电网谐波污染小、输入功率因数高、不必采用输入谐波滤波器和功率因数补偿装置；输出波形质量好，不存在谐波引起的电动机附加发热和转矩脉动、噪声、输出  $du/dt$ 、共模电压等问题，不必设置输出滤波器，就可以使用普通的异步电动机。

高压变频器采用无速度传感器矢量控制技术，全数字控制，具有起动力矩大、转速精度高、抗电网波动和负载扰动能力强的特点。

电网电压（如6kV）经过二次多重化的隔离变压器降压后给功率单元供电。功率单元为三相输入、单相输出的交直交 PWM 电压源型逆变器结构，相邻功率单元的输出端串接起来，中心点相连，形成Y联结结构，另外，三端实现变压变频的高压输出，供给电动机。3kV 输出电压等级变频器每相由3个额定电压为690V的功率单元串联而成。改变每相功率单元的串联个数，就可实现不同电压等级的高压输出。6kV 变频器每相由5个功率单元串联而成，10kV 变频器每相由8个功率单元串联而成。

每个功率单元分别由输入变压器的一组二次绕组供电，功率单元之间及变压器二次绕组之间相互绝缘。二次绕组采用延边三角形接法，实现多重化，以达到降低输入谐波电流的目的。对于6kV 电压等级变频器而言，给15个功率单元供电的15个二次绕组每3个一组，分为5个不同的相位组，互差12°电角度，形成3°脉冲的整流电路结构，输入电流波形接近正弦波，总的谐波电流失真可达到1%左右。由于输入电流谐波失真很低，而且采用二极管整流方式，变频器输入的综合功率因数可达到0.95以上。图6.1-8所示为该变

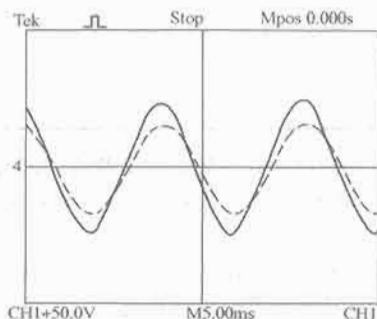


图 6.1-8 单元串联多电平变频器输入电压、电流波形

频器的输入电压、电流波形。

逆变器输出采用多电平移相式 PWM 技术，同一相的功率单元输出相同幅值和相位的基波电压，但串联各单元的载波之间互相错开一定电角度，实现多电平 PWM，输出电压非常接近正弦波。输出电压每个电平台阶只有单元直流母线电压大小，所以  $du/dt$  很小。功率单元采用相对较低的开关频率，以降低开关损耗、提高效率、变频器额定效率可达98.5%，考虑输入变压器后的总体效率仍在97%以上。由于采用移相式 PWM，电动机电压的等效开关频率大大提高，且输出电平数增加。以6kV 输出变频器为例，输出相电压为11电平，线电压为21电平，输出等效开关频率为6kHz，电平数和等效开关频率的增加有利于改善输出波形，降低输出谐波，由谐波引起的电动机发热、噪声和转矩脉动都大大降低，所以这种变频器对电动机没有特殊要求，可直接用于普通异步电动机。图6.1-9所示为此类变频器的输出电压、电流波形。

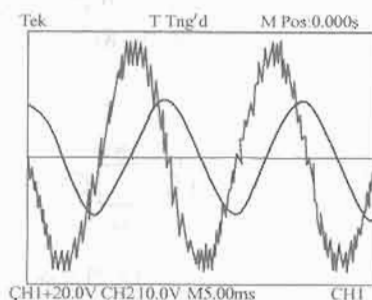


图 6.1-9 单元串联多电平变频器的输出波形

与普通采用高压器件直接串联的电流源型变频器及三电平电压源型变频器相比，由于采用功率单元串联，器件承受的最高电压为单元内直流母线的电压，器件不必串联，不存在器件串联引起的均压问题；功率单元中采用常规 IGBT 功率模块，驱动电路简单，技术成熟可靠。

功率单元采用模块化结构，同一变频器内的所有功率单元可以互换，维修也非常方便。因为采用功率单元串联结构，所以可以采取功率单元旁路选件。当功率单元故障时，控制系统可以将故障单元自动旁路，变频器仍可降额继续运行，大大提高了系统的可靠性。

### 4.2 应用实例

某电厂于2005年10月在200MW 机组的两台锅炉引风机电动机（1250kW/6kV）上采用 Innovert 系列中压变频调速装置，到目前为止运行良好，节能显著。

锅炉引风机铭牌参数：

型号：Y4-2X73-2	风压：53 779Pa
冷却方式：水冷	叶轮直径：2650mm
风量：723 780m <sup>3</sup> /h	配用功率：1250kW

引风机电动机参数：

型号：YKK6304-8	额定功率：1250kW
频率：50Hz	额定电压：6000V
接线：Y接法	额定电流：154A
转速：743r/min	功率因数：0.86
绝缘等级：F	防护等级：IP44

变频器参数：

型号：Innovert6/6-140	额定电压：6kV
额定电流：140A	容量：1500kVA

用户考虑到实际运行负载电流不可能超过140A，为了



降低投资,选择变频器额定电流140A。

有关部门对节能效果进行了测试考核,试验用双功率表法测量有功功率,试验中每个工况稳定运行3h,试验数据见表6.1-4。

表 6.1-4 采用变频前后消耗功率比较

负荷 (kW)	使用变频前功率 (kW)			使用变频后功率 (kW)			节电率 (%)
	甲风机	乙风机	合计	甲风机	乙风机	合计	
100		971	960	149.2	149.5	298.7	68.89
120		1023	1023	212.9	209	421.9	58.76
140	743	889	1632	369	351	720	55.88
160	769	894	1663	531.4	452	983.4	40.87
180	832.2	921	1753.2	630.7	613	1243.7	29.06
200	841.9	949	1790.9	687.2	601	1288.2	28.07

安装变频器后,电动机实现了软启动,电动机转速从零按照设定的加速时间缓慢升速至运行转速,减少了冲击力矩对电动机和风机的损害。由于正常工作时风机的转速比额定转速低,当机组负荷在200MW时,采用变频器调速后,电动机转速比额定转速低150r/min,大大减少了风机叶轮的磨损。

采用变频调速时应该注意的问题:

(1) 可靠性方面的考虑。电厂的性质决定了变频器需要有很高的可靠性,保证电厂的安全生产。采用主流的功率单元串联技术方案,而不是功率器件直接串联,避免了器件直接串联带来的均压问题,本质上保证了系统的可靠性。同时,产品特有的无速度传感器矢量控制技术在提高启动力矩和转速精度的同时,提高了抗电网波动和负载扰动能力,大大提高了可靠性。

(2) 变频器输入谐波对电力系统的影响。如果变频器输入电流谐波较大(比如传统的电流源型变频器),对电力系统会产生如下危害:供电系统的继电保护装置误动作,可能导致大面积停电;测量仪器仪表误差增大,影响计量精度和控制性能;影响其他电力电子装置、电子计算机系统及通信设备的正常工作;谐波使电动机、变压器和电容器等用电设备损耗增大,严重时会使过热或烧损。

(3) 变频器输出波形对电动机的影响。由于火电厂应用

变频调速很大部分是旧有设备的改造,原有的普通电动机是设计成为在电网上直接运行的,而电网电压波形基本为正弦波。如果变频器输出波形质量不好的话,会对电动机产生不良影响。变频器输出谐波会引起电动机附加发热和转矩脉动、噪声增加,输出  $dv/dt$  和共模电压会影响电动机的绝缘。

## 5 大功率同步电动机静止变频的实例

随着现代化大电网的不断发展,大型抽水蓄能电厂以其快速、有效、经济、可靠的特点,在电网的调峰填谷中扮演着重要的角色。抽水蓄能机组是抽水蓄能电厂的核心,其所特有的可逆式同步电动机—发电机的启动则是运行的关键技术之一。静止变频器(Static Frequency Converter, SFC)正是用于实现这一关键技术的关键设备。

某蓄能水电厂装机2400MW,其可逆式机组水泵工况涉及大型同步电动机的启动,设计以静止变频器(SFC)启动为主,机组背靠背启动为辅。该电厂二期工程安装4台300MW可逆式机组,SFC采用西门子公司的大功率SIMOVERTS电流源型交—直—交变频调速装置,恒磁调压/调频启动,可连续逐台启动4台机组。SFC和机组励磁系统采用数字式Simadyn-D控制系统。

### 5.1 同步电动机变频启动原理

电动机变频启动时,转子绕组通入励磁电流,定子由SFC供电,由定子频率控制转子转速。SFC输出的频率在启动开始时调得很低,然后逐步上升至额定值,利用同步转矩的作用,使电动机的转速随变频器输出频率同步地升至额定值。依据结合双反应理论和矢量控制理论,忽略凸极式同步电动机d、q轴磁路不对称、转子阻尼绕组和磁化曲线的非线性等次要因素的影响,将三相电动机等效为直流电动机进行控制。SFC整套装置由功率单元、控制单元组成,电动机励磁单元为自并励可控硅静态励磁,由机组励磁系统控制。该蓄能水电厂二期工程SFC的软、硬件配置及控制框图见图6.1-10。

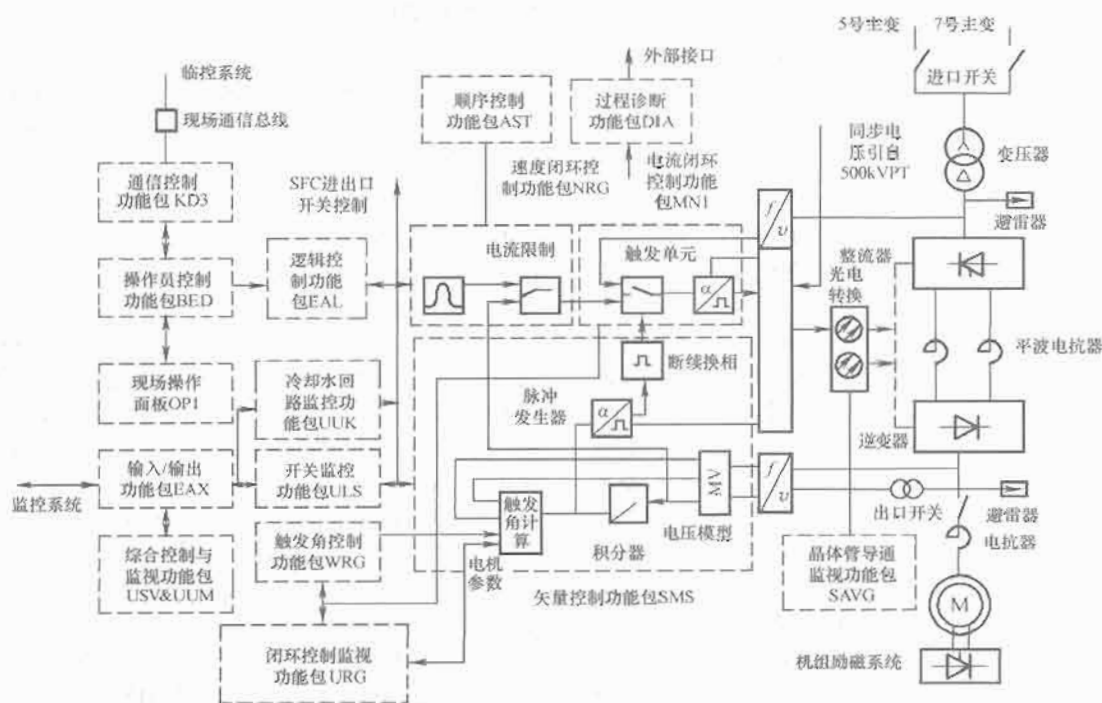


图 6.1-10 某蓄能水电厂二期工程 SFC 软硬件配置及控制框图

SFC 主要技术参数为:

整流(逆变)相数: 3。

换流桥脉动数: 6。

交流侧额定电压:  $4.2\text{kV} \pm 10\%$ 。

额定交流电流:  $3430\text{A}$ 。

额定输出容量:  $20\text{MVA}$ 。

最大输出容量:  $27\text{MVA}$ 。

直流额定电压:  $4200\text{V}$ 。

空载直流电压:  $5.7\text{kV}$ 。

频率: NB:  $50\text{Hz} \pm 10\%$ , MB:  $0 \sim 55\text{Hz}$ 。

最大工作循环: ON 60min; OFF 60min。

导致系统正弦电压总畸变值:  $< 1.3\%$ 。

水泵启动过程的设计指标:

净启动时间:  $240\text{s}$ 。

最大启动功率:  $27\text{MW}$ 。

励磁电流:  $0 \sim 5\text{Hz}$ ,  $1.1I_{cc}$  ( $= 300\text{A}$ ),  $5 \sim 50\text{Hz}$ ,  $1.1I_G$  ( $= 1057\text{A}$ )。

同期控制指标:  $\Delta U = \pm 5\%$ ,  $\Delta \varphi = 10^\circ$ ,  $\Delta f = 0.75\%$ 。

同期过程:  $t \leq 60\text{s}$ 。

## 5.2 SFC 的功率单元

SFC 的功率单元包括输入变压器、直流耦合电路、整流器—逆变器三部分。输入变压器容量  $16.8\text{kVA}$ , 利用其二次侧三角形绕组隔离滤波, 减少整流器产生的谐波电压对电网的影响, 降低电网谐波含量。

直流耦合电路装设 2 个  $26\text{mH}$  的平波电抗器, 用以抑制直流回路纹波, 改善逆变器晶体管的工作条件。SFC 输出侧电抗器的作用是防止逆变器换流时电流增长过快而损坏晶体管元件。SFC 的整流器和逆变器采用三相全控桥式电路(三相六拍)。整流器晶体管采用电源的交流电压换相,  $120^\circ$  导通型逆变器晶体管采用同步电动机的定子反电动势换相。变频器每个桥臂由 12 个双极型晶体管 BJT 串联而成, 冗余配置, 单个晶体管的故障不影响变频器工作。从控制单元到功率单元, 晶体管 BJT 的触发及检测信号采用光电耦合技术, 即采用光纤及光电转换器件进行传输。晶体管水冷, 分外冷却和内冷却。内冷却回路用去离子水循环直接冷却晶体管, 去离子水有再生装置, 用碳化硅作吸附材料。取自消防环管的外冷却水用于冷却去离子水。

## 5.3 SFC 控制单元

SFC 控制单元采用西门子公司 20 世纪 90 年代初研制开发的具有国际先进水平的可自由配置模板式硬件, 软件编程采用图形化的全数字多微处理器控制系统 Simadyn-D, 见图 6.1-12。

(1) 硬件。硬件主要有处理器板、通信板、通信缓冲板、触发器板、诊断板、光电输入输出板、I/O 板、操作面板 OP1 等。所有硬件均以插入卡的形式安装在标准机架上, 共有 6 个处理器板, 每个处理器板处理不同任务, 使控制系统具有强大的运算功能。6 个处理器板之间及与外设控制板之间通过局部总线和通信总线进行内部高速数据通信, 而 Simadyn-D 与监控系统之间通过 I/O 板和通信板等硬件模板实现内/外部高速数据通信和信息交换。

(2) 软件组态及功能。Simadyn-D 系统是西门子公司在 Window3.1 平台上开发的数字过程控制系统, 采用全图形式的编程语言 STRUCG 进行软件设计开发。功能块是软件设计的最小组态单位, 包括逻辑块、算术块、诊断块、信号

转换块、I/O 块和通信块等。一个功能块即一个子程序, 相当于硬件设计中的集成电路, 只需要用鼠标从图形库中选择预先编制好的功能块, 将各功能块相互连接并设定参数, 即构成实现一定的系统控制功能的软件功能包, 主要包括逻辑控制、顺序控制、操作员控制、通信控制、开环或闭环控制、矢量控制及监视等软件功能包, 而各软件功能包的有机组合构成了用户程序。用户程序按功能类型均衡配置各软件功能包, 分别由 6 个微处理器进行实时处理, 即所谓的多微处理器、多任务并行处理技术, 从而实现对 SFC 的各种高速开环或闭环控制、运算、检测、监视、报警及诊断等功能。

(3) 开环或闭环控制。整流器采用速度和电流双闭环控制, 逆变器采用矢量控制技术。SFC 输出测量采用霍尔效应变换器型电压互感器, 综合补偿计算后产生同步电动机电压模型 MV 的磁通矢量, 实现对电压模型的矢量控制, 使逆变器每次都选择在定子与转子磁场矢量互成  $90^\circ$  时进行换相。速度闭环控制功能包 NRG 实现对整流器速度环的闭环控制及监视; 电流闭环控制功能包 MN1 实现对整流器电流的闭环控制及触发单元的监视; 矢量控制功能包 SMS 实现对逆变器负载换相的矢量控制及监视, 低速运行时断续换相触发脉冲的控制及监视; 过程诊断功能包 DIA 实现对 SFC 相关过程控制量及信号的实时诊断显示, 即将各过程控制量及实时信号存储在 DIA 的跟踪存储器中, 通过 D/A 转换器随时输出, 供故障诊断分析用。

(4) 供电控制。USV/UUM/UUS/URG 等监视功能包实现对 SFC 系统中主要功率器件如 SFC 进出口开关、功率单元、同步电动机等的综合控制和监视; 逻辑控制功能包 EAL 综合各监视功能包、顺序控制功能包 AST 的控制信号、操作员控制功能包 BED 和通信控制功能包 KD3 的命令字, 实现对 SFC 主电路和辅助电路分闸或合闸的顺序控制; 操作员控制功能包 BED 实现对 SFC 的现地控制, 并组态操作面板 OP1 的输入及显示; 通信控制功能包 KD3 与通信板相配合, 实现 SFC 与监控系统的联网通信; 冷却水控制功能包 UUK 控制晶体管 BJT 的内外冷却水。

## 5.4 SFC 的运行

(1) 转子位置检测和初始定位。SFC 采用电气测角和测速方法。启动前投入机组励磁, 在转子磁场逐步建立过程中, 定子绕组感应出三相电动势, 电压模型 MV 对电动势积分就可得气隙磁链  $\Psi$  的大小和转子位置角。计算时间的密切配合, 保证励磁与 SFC 检测程序之间严密同步, 这也是整个启动过程中最为关键的一步。启动期间, Simadyn-D 控制保持电动机磁通恒定, 实现恒转矩调速。由于是恒磁通控制, 通过对定子电压测量, 即可计算出转子位置角。

(2) 断续换相运行。确定转子初始位置后, 按照矢量控制理论中力矩星形分布情况, SFC 判断同步电动机启动时刻能产生最大正加速转矩的两相定子电流, 触发晶体管导通, 给对应的两相定子绕组通电, 产生一个超前转子磁场的同步定子磁场, 两个磁场相互作用, 使转子获得最大电磁转矩, 转子开始转动, 由整流器控制 SFC 输出电流的幅值, 由逆变器控制 SFC 输出电流的频率。为保证启动后加速阶段电磁转矩的恒定, 转子转动的同时改变输入定子电流的频率, 使转子磁场与定子磁场同步旋转, 而且在空间矢量上, 保持定子磁动势超前转子磁动势的夹角不变。

启动初期和低速运行时定子产生的反电动势不足以关断逆变器的晶体管, 此时采用电流断续法进行换相, 逆变器以

逆变超前角 $\beta=0^\circ$ 运行。需要换相时,暂时强迫关断晶体管,闭锁整流器和逆变器的输出,再给换相后应该导通的晶体管加上触发脉冲使其导通,从而实现换相。此期间 SFC 输出的电流是断续的,输出电流维持额定值的 80%。

(3) 负载换相运行。当转速大于额定值的 7% 时,同步电动机可产生足够大的反电动势,关断逆变器晶体管进行换相,进入负载换相阶段。在转速由额定值的 7% 升至 25% 期间, SFC 的输出电流由额定值的 80% 升至额定值,逆变超前角 $\beta=60^\circ$ ;之后 SFC 输出额定值给转子加速,逆变超前角 $\beta=50^\circ$ 。起动过程中相关波形见图 6.1-11。

(4) 同步并网阶段。达到 96% 额定转速时,启动机组同期装置进入自动整步微调阶段。同期装置根据频率差 $\Delta f$ ,

产生一个附加转速微调信号,自动调整 SFC 输出电流,对转速做微调。同期装置同时发出命令给励磁系统调节励磁电流,使机端电压与电网电压平衡。并网后整流器的晶体管即运行于 $120^\circ$ 全逆变状态,其输出电流迅速降为零,关闭晶体管,然后闭锁整流器和逆变器的全部触发脉冲, SFC 装置退出,完成整个起动过程。

### 5.5 某蓄能水电厂二期工程 SFC 的特点

(1) SFC 的控制系统借助图形化编程软件可以很容易完成大型同步电动机变频起动的控制,由于编程软件是面向应用的,具有简单、易掌握、省时、不易出错等特点,大大提高了编程效率。

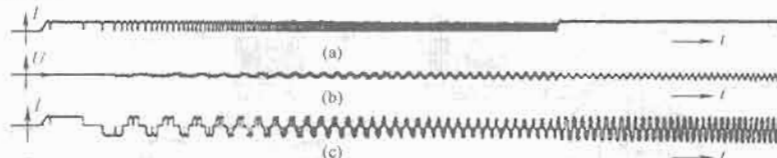


图 6.1-11 电流断续换相运行和自然换相运行初期相关电压电流波形

(a) 变频器直流耦合电路电流实际波形; (b) 电动机定子 BC 相电压实际波形; (c) 电动机定子 A 相电流实际波形

(2) 由于利用了先进的硬件模块和系统总线、高效率的多微处理器并行处理技术、高速的操作系统软件,并应用矢量控制技术,使全数字式 Simadyn-D 控制系统能够以很高的动态性能完成极复杂的控制。

(3) 控制系统 Simadyn-D 的硬件和软件是模块式的,可以根据系统的需要扩展,实现控制功能修改、完善和扩充。

(4) SFC 全部的控制、监视功能及保护功能均由软件实现,从而减小硬件故障隐患点。此外,由于从控制单元到功率单元的触发及检测信号采用光电耦合技术,因此要增强抗干扰能力,确保触发的正确性和可行性。

(5) 应用标准化和专业化集成技术,大大简化了硬件结构,因此在 Simadyn-D 内部只需要几种不同类型的硬件模板即可实现 SFC 的全部控制功能。

(6) 由于 SFC 的控制单元采用全数字控制系统 Simadyn-D,具有丰富、全面的控制、监视及故障诊断功能,因此大大减少了调试、维护及检修所需时间。

(7) SFC 采用电气测角和测速,从根本上消除了转子振荡和失步的隐患,由电压模型计算出转子位置和转速,取消测量转子转速用的脉冲信号发生器,减少了硬件设备,相应减少了故障概率。

(8) SFC 采用串联 12 个双极型晶体管 BJT 分压,不用

变压器降压。原设计 SFC 采用 LC 滤波装置,但实际调试过程中曾几次因同步信号故障而导致 SFC 起动失败, LC 滤波装置与其他相关电气设备的参数不匹配。经反复试验、测试和研究,增设隔离变压器取代 LC 滤波装置,改造后抽水工况运行比较理想。

### 5.6 结束语

同步电动机起动是抽水蓄能电厂运行的关键技术之一。目前, SFC 已成为大型抽水蓄能电厂必不可少的关键起动设备。 SFC 的应用有诸多优点:

(1) 效率高,控制性能好。

(2) 能实现无级调速,起动平稳,不存在失步问题,对电网无冲击。

(3) 可多台机组共用一套 SFC,设备省。单机投资价格比低。

(4) 对于多机组电厂,采用 SFC 起动为主,背靠背起动备用的混合起动方式将获得较高的可靠性和经济性。

随着科技的发展, SFC 的性能将更理想,可靠性更高,而造价逐渐降低。可以预见, SFC 在该领域的应用将更加广泛。

## 第2章 在钢铁工业中的应用

### 1 钢铁工业电气传动设备和特点

钢铁工业机械种类多,用电量大,生产管理和自动控制复杂,是电气传动一个重要的应用部分。随着科学技术的发展,特别是计算机技术及网络通信技术的发展,钢铁工业越

来越趋向于大型化,各生产流程的连续性越来越强。图6.2-1为一大型钢铁联合企业生产流程图。其中,钢水浇铸成钢锭再由初轧机轧成板坯的生产工艺,目前已基本淘汰,而由连铸机直接铸成板坯或更新的连铸连轧工艺所代替。

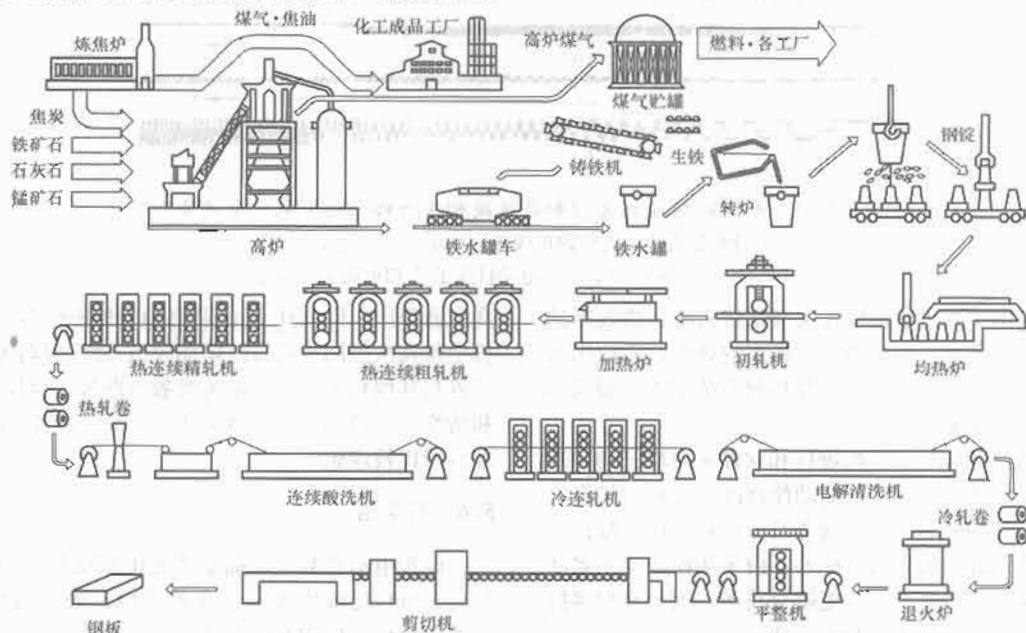


图 6.2-1 钢铁联合企业生产流程图

进入21世纪以来,全球工业进入快速发展的后工业化时代,钢铁工业的产能和市场对钢材需求的迅猛增长,造成钢铁生产连年持续发展,例如:粗钢及钢材产量持续上升,2006年世界粗钢产量,依据世界钢铁协会(IISI)发布资料为全球产量12.395亿t,比上年增长8.8%,相比十年前(1996年)提高65.3%,2006年中国粗钢产量为4.188亿t。十年前(1996年)粗钢产量为1.012亿t,第一次成为产钢大国,到2006年粗钢产量超过世界总产1/3。粗钢消耗量2006年我国实际为3.98亿t。钢材生产2006年我国为4.67亿t(含重材,下同),比2005年增加24.45%,其中板材(不含窄带钢)为1.54亿t约占钢材生产总量的1/3,国产钢材在国内市场占有率已达到95.82%,创历史最好水平。钢铁工业的生产发展,也造成对电力和自然资源的巨大消耗,以钢铁工业对电力的需求为例,一套带钢热连轧每吨钢生产的电力需求大约在80~150kWh,随产量及作业方式而异,其中,用于材料变形及生产作业的直接电耗仅占用电总量的50%,各类水系统及空压机辅助生产设备电耗约占31.5%,其他耗电如照明、吊运、设备维修及仪表计算机设备等固定电耗与生产作业无关,电耗不足20%。因此,节能降耗的主要方向,应注意提高生产设备的作业率,减少空载作业时间和在辅助生产设备中大力推广应用各类交流节能型产品。以典型钢铁企业为例,其主要电气设备的组成和特点是:

(1) 供配电系统的供电安全等级高,通常采用独立的两

路电源系统供电,进线变压器容量需考虑备用约为负载的150%,一次配电电压为35kV,二次配电电压为6kV或10kV。考虑生产作业中负载频繁有功及无功冲击,及生产设备中大量新技术的应用,一般必须配置无功补偿和高次谐波滤波装置,以保证供电质量,详见本篇第8章相关部分。

(2) 各类可调速和不调速电气传动装置广泛应用和发展,可调速传动装置包括主传动变流装置和配套的整流变压器、电抗器、大型断路器以及适配的系统元件,它们是保证产能和产品质量的关键,也是促进技术进步和实现电气设备装备水平现代化的落脚点,得到了普遍关注。当前的发展趋势为变流机组或功率晶闸管整流器组成的直流电动机调速系统,正在被各类现代电力电子变流器组成的交流电动机变频调速系统所取代,相关技术方案见本篇各章相应部分;不调速的电气传动装置,主要指电动机控制中心、电动机启动设备等。由于钢铁工业的负载功率都很大,因此,这部分设备的总容量亦很大,以一套年产量为250万t的薄板坯带钢热连轧机为例,电动机的总安装容量大约在100MW左右,其中主传动系统及其他有调速要求的传动设备大约占70%以上。

(3) 仪表装置及计算机自动化系统,是实现钢铁工业生产现代化的主要标志,近年取得了很大的进步,实现生产过程的高精度控制和各类智能化需求,不仅提高了设备产能和作业率,也保证了质量和减小了劳动强度,其中以计算机及外设为核心的自动化系统,主要由以下四个层面构成,详情参见本篇各章相关部分:



- 1) 一级: 传动及仪表设备。
- 2) 二级: 完成顺控及一般工艺控制的 PLC 系统。
- 3) 三级: 完成复杂工艺控制及模型控制的小型计算机系统。
- 4) 四级: 完成生产管理的大型计算机。

## 2 电力电子变流器的发展与应用

### 2.1 大功率晶闸管整流装置的应用

(1) 整流元件和整流装置出力。其取决于晶闸管元件的额定值和特性, 图 6.2-2 为元件额定电压 4000V, 管芯直径 100mm, 额定电流 3960A 元件 (壳温 70°C 时) 的损耗曲线。采用三相全控整流电路直流电流输出的过载分级如表 6.2-1 所示。依据装置的过载能力分为 DCI~DCIII 三级。电流额定值依据元件损耗特性 (见图 6.2-2) 和散热器的散热能力确定。例如上述晶闸管元件过载前直流侧输出为 3500A (每元件电流平均值 3500A/3), 其损耗  $P_{av} = 1670W$ , 过载持续时间为 60s, 过载期间直流侧输出电流 7000A (每元件电流平均值 7000A/3), 其损耗  $P_{avmax} = 4250W$ , 配用高效散热器 (见图 6.2-3)。校验过载后元件内部温度, 应小于晶闸管元件允许结温最大值  $\theta_{JA} \leq 125^\circ C$  (元件允许值); 全控可逆整流桥的输出直流电压为 1200V 时, 最大输出容量可达 8.0MW。

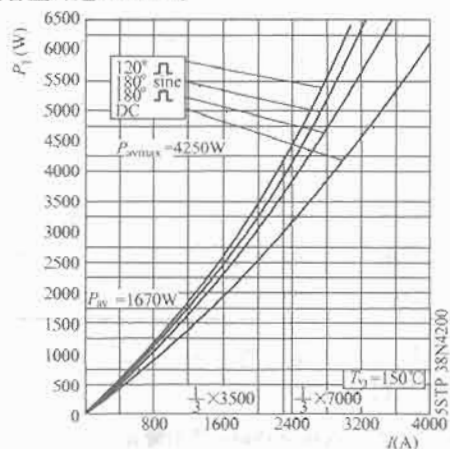


图 6.2-2 3960A、4000V 晶闸管元件损耗曲线

表 6.2-1 整流装置过载的分级

负载 细则	过载前电流及 过载电流值	负载循环周期
DC I	$I_{DI} = I_{dN}$ (长期) 标称值 典型负载机械: 泵、风机、 电源等	
DC II	过载前电流 $I_{DII}$ 过载电流值/过载时间: $150\% I_{DII} / \text{min}$ 典型负载机械: 挤压机、传 送带等	
DC III	过载前电流 $I_{DIII}$ 过载电流值/过载时间: $200\% \times I_{DIII} / \text{min}$ 典型负载机 械: 轧钢机等	

(2) 晶闸管的散热。晶闸管的散热通常采用风冷或水冷方式, 由于风冷方式换热简单, 宜用于装柜型产品。近年来采用热管原理制造的高效热管散热器, 由于传热效率高、节省有色金属, 逐步用于电力电子及各类功率半导体设备。热管散热器的主体为热管, 其形状通常为圆管状 (也有其他形状), 见图 6.2-3 (a)。在正常工况下, 热管的两端组成受热端和放热端, 热管的管壳为高度真空的密封体, 内部充有少量工质作为传热媒介, 通常采用液态介质, 例如水。其工作原理为在正常工况下, 热流由受热端经管壳进入热管, 受热气质蒸发形成气态, 并在管内对放热端形成微压, 使气化工质流至放热端, 并在放热端放热, 遇冷后在管内壁冷凝回复液态工质, 并通过毛细或重力作用回流至受热端。这种“蒸发—冷凝”作用的反复循环, 形成热管散热器具有传递热能的良好效率, 而本身又不附加提供任何动力, 因而愈来愈受到人们的重视。图 6.2-3 (b) 为热管散热器的热阻特性。

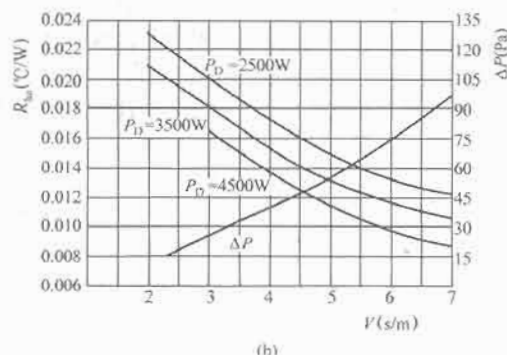
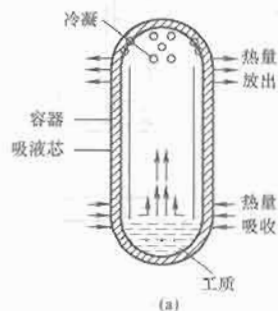


图 6.2-3 热管工作原理图和热阻特性

(a) 工作原理示意; (b) 热阻特性

(3) 风道结构和风机选择。采用通风冷却的电力电子装置的散热效果, 与风机及风道结构的拼装组合有密切关系, 通常的风道结构布置有并联式和串联式两种, 见图 6.2-4。

两种结构方式的对比:

1) 串联风道的优点在于: 进风口一般设在柜体的下面或柜体的底部, 冷却空气通过风道自下而上, 通过散热器的翅片带走晶闸管元件所产生的热量, 通常进风口的尺寸比较小, 对进入柜体内的冷却空气采取的过滤措施简便; 缺点是: 两层组件之间的进风口风温不一致, 因而对排列在上层的晶闸管元件的冷却不利。就漏风情况而论, 一般漏风比较大, 不容易做到组件间风速一致。

2) 大容量的晶闸管装置也可采用并联风道结构。这种风道结构优点是各部分的流阻一致、温度一致, 以及漏风问题容易解决; 由于风速的一致性, 故大容量装置的风道设计多采用抽风式的并联风道, 也是目前发展的主要趋势。其缺点在于: 若采用冷却空气从柜体前面进入, 进风口直接对准柜内需要冷却的各个部分, 致使进风口的尺寸比较大, 漏

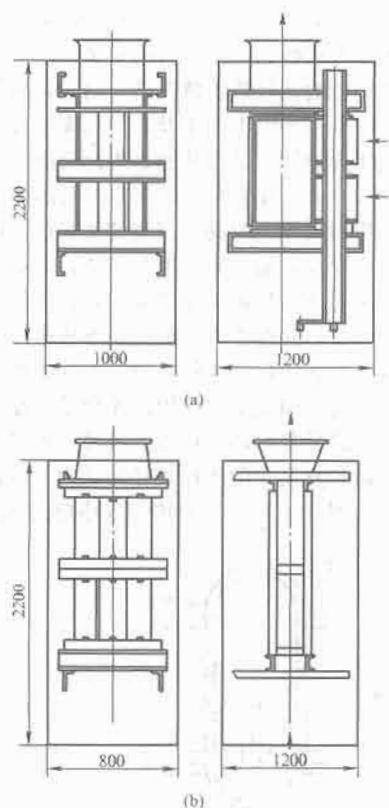


图 6.2-4 整流装置的风道结构  
(a) 并联风道; (b) 串联风道

流和冷却空气的过滤困难, 对环境的要求相对较高。

风机的选择和计算: 风机将晶闸管产生的热量通过高速气流散发到周围空间。风机容量的选择计算, 主要依据散发热量所需的风压、风量和风道结构, 以及有可能带来的噪声污染确定。依据热平衡方程, 风机所需要的风量 ( $\text{m}^3 \cdot \text{h}$ ) 为

$$Q = 3600P / (c\gamma\Delta T) \quad (6.2-1)$$

式中:  $P$  为风道总发热功率,  $\text{W}$ ;  $c$  为空气比热容,  $c = 1.026 \times 10^3 \text{ J} / (\text{kg} \cdot \text{K})$ ;  $\gamma$  为空气密度,  $\gamma = 1.05 \text{ kg} / \text{m}^3$ ;  $\Delta T$  为风道进出口的温度差, 一般可考虑为  $5\text{K}$ 。

风道的总散热功率为

$$P = nP_{av} \quad (6.2-2)$$

式中:  $n$  为风道中的器件个数;  $P_{av}$  为每个器件的通态损耗功率。

风压  $H$  的选择计算式为

$$H = m\Delta P \quad (6.2-3)$$

式中:  $m$  为风道层数, 并联风道层数  $m=1$ ;  $\Delta P$  为散热器流阻,  $\text{Pa}$ 。

并联及串联风道流阻  $\Delta P$  计算示意图见图 6.2-5 和图 6.2-6, 并预留  $10\% \sim 20\%$  裕量。

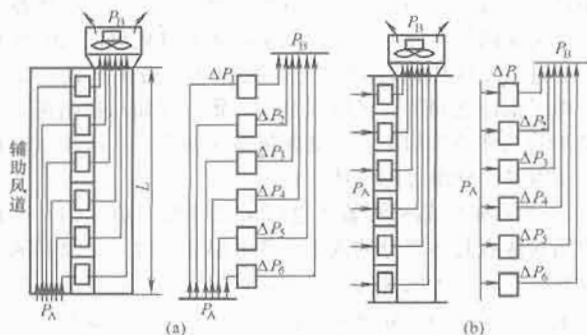


图 6.2-5 并联风道风压计算示意图  
(a) 带辅助风道; (b) 不带辅助风道

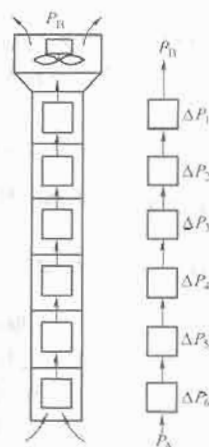


图 6.2-6 串联风道风压计算示意图

(4) 用于钢铁工业大功率整流装置产品系示例。

表 6.2-2 管芯直径  $\phi 77\text{mm}$  晶闸管元件 热管散热器整流柜 (直流传动用)

额定电压 (V)	标称值 100% (A)	过载 150%, 60s 过载前/过载值 (A)	过载 200%, 60s 过载前/过载值 (A)	备注
660	2800	2200/3300	1900/3800	单柜
750	2600	2050/3075	1800/3600	单柜
860	2400	1900/2850	1700/3400	单柜
950	2200	1750/2625	1600/3200	单柜
660	5320	4180/6270	3610/7220	并柜
750	4940	3895/5840	3420/6840	并柜
860	4560	3610/5415	3230/6460	并柜
950	4180	3325/4985	3040/6080	并柜

单柜外形尺寸 (高  $\times$  宽  $\times$  深):  $2200\text{mm} \times 800\text{mm} \times 1200\text{mm}$ , 加风机高  $2480\text{mm}$ 。

表 6.2-3 管芯直径  $\phi 88\text{mm}$  晶闸管元件 热管散热器整流柜 (直流传动用)

额定电压 (V)	标称值 100% (A)	过载 150%, 60s 过载前/过载值 (A)	过载 200%, 60s 过载前/过载值 (A)	备注
660	4000	3200/4800	2800/5600	单柜
750	3600	2800/4200	2500/5000	单柜
860	3200	2600/3900	2250/4500	单柜
950	2800	2200/3300	2000/4000	单柜

单柜外形尺寸 (高  $\times$  宽  $\times$  深):  $2200\text{mm} \times 800\text{mm} \times 1200\text{mm}$ , 加风机高为  $2480\text{mm}$ 。

表 6.2-4 管芯直径  $\phi 88\text{mm}$  晶闸管元件 热管散热器整流柜 (交—交变频用)

整流器	过载 200%，60s		过载 250%，60s		275%切断
输出类型	过载前 (A)	过载 时 (A)	过载前 (A)	过载时 (A)	10s (A)
直流平均值	2500	5000	2200	5500	8000
交—交 (≤20Hz) 正弦波有效值	2250	4500	2000	5000	7200
交—交 (≤20Hz) 正弦波峰值	3182	6364	2830	7070	10000

2 并联时均流系数  $K \geq 0.92$ , 壳温  $\theta_{\text{case}} < 90^\circ\text{C}$ 。

表 6.2-5 管芯直径  $\phi 100\text{mm}$  晶闸管元件热管散热器整流柜 (直流传动用)

额定电压 (V)	标称值 100% (A)	过载 150%, 60s 过载前/过载值 (A)	过载 200%, 60s 过载前/过载值 (A)	备注
1000	5000	4000/6000	3400/6800	单柜
1200	4000	3200/4800	2800/5600	单柜

单柜外形尺寸 (高  $\times$  宽  $\times$  深):  $2200\text{mm} \times 800\text{mm} \times 1200\text{mm}$ 。加风机, 高为  $2480\text{mm}$ 。

表 6.2-6 管芯直径  $\phi 100\text{mm}$  晶闸管元件热管散热器整流柜 (交—交变频用)

整流器	过载 200%, 60s		过载 250%, 60s		275% 切断
输出类型	过载前 (A)	过载时 (A)	过载前 (A)	过载时 (A)	10s (A)
直流平均值	3500	7000	3000	7500	10 000
交—交 ( $\leq 20\text{Hz}$ ) 正弦波有效值	3270	6540	2700	6750	9000
交—交 ( $\leq 20\text{Hz}$ ) 正弦波峰值	4550	9100	3820	9550	12 700

2 并联时均流系数  $K \geq 0.92$ , 壳温  $\theta_{\text{case}} < 90^\circ\text{C}$ 。

(5) 在大功率直流传动系统中应用。中大功率的晶闸管整流装置, 目前已成熟地用于钢铁行业可调速电气传动的各领域, 以直流电动机的主传动系统为例, 系统的配置如图 6.2-7 所示。该系统包括:

1) 变流器进线回路, 包含进线断路器和进线电抗器。由于受晶闸管换流开关过程的影响, 容易产生电源进线端的短路故障, 通常采用具有高分断特性的断路器, 其选择依电源短路容量而异, 其断流能力较配电系统放大  $1 \sim 2$  级大约应在  $60\text{kA}$  以上。进线侧串联电抗器用于改善供电电压波形, 抑制电压畸变, 电抗器的电压降为供电电压的  $2\% \sim 4\%$ 。

2) 数字控制器由高性能微处理器芯片、接口电路、电源和外部电子电路组成。用于控制中等规模传动设备的数字控制器, 目前大多采用 16 或 32 位芯片, 主要用以触发和双闭环控制、逻辑及监控等功能, 不过随数字技术和计算机软件水平的飞速发展, 近年在性能质量上都有很大提高, 已完全取代早期的电子模拟控制。

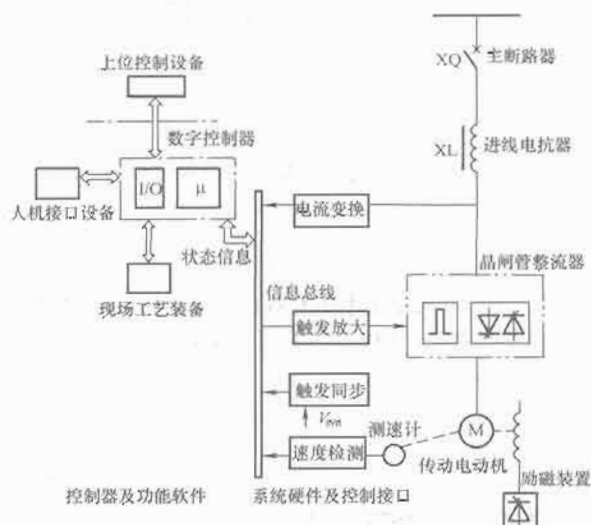


图 6.2-7 典型传动系统的配置示意图

3) 通过各类接口电路, 实现数字控制器对电动机主电路的运行、生产工艺过程的计算处理, 在全线多级自动化系统中通过通信接口, 实现对上位自动化的在线信息处理。

## 2.2 同步电动机静止变频装置的应用

随着电力晶闸管整流装置的出现及技术的不断发展, 至 20 世纪末晶闸管的单管出力, 已达额定电压  $6.0\text{kV}$ /额定电流  $4000\text{A}$  以上, 整流装置单台输出功率已达数兆瓦以上, 并成功地用于大功率、高电压以及大型钢铁工业成套设备中的交直流传动系统。同时, 对于大功率交流传动系统, 亦出现并开始采用电力电子变流器传动, 例如大型高炉的热风炉鼓风机, 高压交流同步电动机起动系统采用 SFC 静止变频交流起动系统。高炉的热风炉风机通常采用高压同步电动机直接传动, 并接在高压供电系统的交流进线回路上。由于同步机的起动困难, 早期采用定子回路串接电抗器、自耦变压器调压, 以及转子轴串接起动异步电动机, 或其他异步化起动方法。不仅设备多技术复杂, 就其起动性能和瞬间的电流冲击也难以满足较高的起动性能要求。因而, 具有高性能起动要求的系统, 经常不得不采用直流传动, 造成投资成本的增大。近年同步电力晶闸管静止变频系统 SFC 得到广泛发展, 其实质为采用电力晶闸管变流的电流型交直交变频调速系统。由于晶闸管的关断是靠同步电动机旋转时, 在转子励磁作用下在定子回路产生的感应电动势。关断处于导通的晶闸管而实现可靠换流, 故亦被称作负载换向变频器 LCI。只不过仅仅用于起动过程的静止变频器其输出功率较小而已 (一般仅为电动机额定值的  $8\% \sim 10\%$  以下), 由于起动性能好、输出功率大, 价格相对较低, 已大量用于大型同步电动机起动系统。其优点是变流器采用电力晶闸管, 具有电压高、功率大, 同时也适用于在其他调速范围不大、没有经常性冲击过载的可调速传动系统。以某厂大型高炉鼓风机  $48\text{MW}$  同步电动机及  $12.0\text{kV}$ 、 $12.0\text{MW}$  SFC 静止变频起动系统为例。

### 2.2.1 负载特性和 SFC 容量计算

(1) 用于鼓风机起动目的静止变频器输出容量, 取决于同步电动机的额定容量和负载对象, 特别是要求的起动时间、机组的静阻力矩, 以及机组转动部分的飞轮惯性矩和传动机械各部分效率。对于起动过程缓慢以及飞轮惯性矩较低的一般系统, 可以按照传动机组额定容量的  $8\%$  以下选取。精确地计算 SFC 输出容量, 应首先确定负载的起动特性和阻力矩。以某厂高炉鼓风机为例, 起动过程的阻力矩  $M_{\text{BL}}$  和传动电动机转速  $n$  的关系曲线  $M_{\text{BL}} = f(n)$  即负载特性曲线, 如图 6.2-8 所示。

依据已知设备的飞轮惯性矩  $GD^2 = 40 + 10.5 = 50.5 \text{ t} \cdot \text{m}^2$  及式

$$t_q = (GD^2/375) \int dn / (M_M - M_{\text{BL}}) \quad (6.2-4)$$

式中:  $M_M$ 、 $M_{\text{BL}}$  分别为起动转矩和阻转矩;  $t_q$  为起动时间。

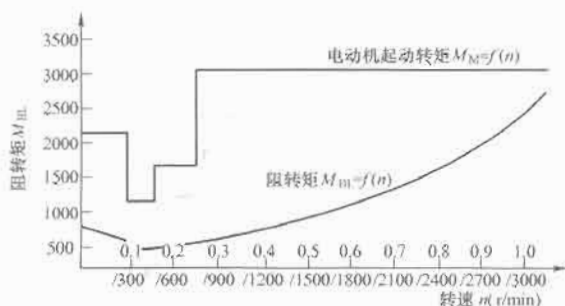


图 6.2-8 某厂高炉鼓风机负载特性曲线  $M = f(n)$

在电动机起动时间范围内按电动机转矩曲线,分段计算起动时间,得表 6.2-7。

表 6.2-7 起动时间表

转速变化 $\Delta n/ned$ (%)	0~10	10~15	15~22.5	22.5~40	40~60	60~80	80~95
起动时间 $t_q$ (s)	24.4	27.8	25.4	27.8	39.9	60.3	106.9

并网整步时间 90s, 起动全程时间为表内各段时间总合加 90s, 得全程时间 402s 约 6.7min。

用于起动短时工作性质的负载工作类型, 如图 6.2-9 所示, 为 S2 短时工作制或 S3 断续周期工作制。

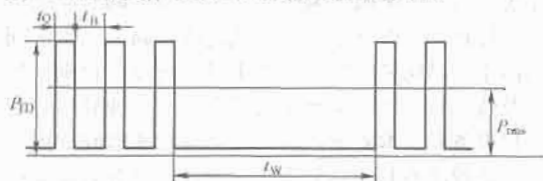


图 6.2-9 典型 SFC 静止变频起动电动机工作制

图 6.2-9 中  $t_q$ 、 $t_B$ 、 $t_w$  分别为起动、间隔及两次起动过程允许的间隔时间, 例如每次过程允许起动三次, 每次时间为  $t_q$ , 两次间隔为  $t_B$ , 并经过间隔时间  $t_w$  后, 允许重复上一次的起动过程。在计算设备温升和额定容量时, 这一点应予以充分注意。

(2) 起动过程鼓风机输出轴上的机械功率和电网侧容量:

机械轴上输出功率  $P_J$  为

$$P_J = M_{FL} \times \frac{n}{9550} \quad (6.2-5)$$

式中:  $M_{FL}$  为负载静阻力矩;  $n$  为静阻力矩对应的转速。

同步电动机轴上输出的电磁功率  $P_{TD}$  以及静止变频 SFC 输出的有功功率  $P_{BP}$  为

$$P_{TD} = P_J / \eta_f; P_{BP} = P_{TD} / \eta_{TD}$$

式中:  $\eta_f$ 、 $\eta_{TD}$  分别为鼓风机和同步电动机的效率,  $\eta_f < 0.85 \sim 0.9$  随设备而异, 同步电动机效率  $\eta_{TD} = 0.98$  左右。

静止变频器交流电网进线端的有功功率  $P_L$  为

$$P_L = P_{BP} / \eta_{BP} \quad (6.2-6)$$

式中:  $\eta_{BP}$  为静止变频器 SFC 的效率; 包括开关器件损耗、中间回路损耗、输入/出端电抗器损耗等, 取值范围为  $0.96 \sim 0.98$  之间。

静止变频器交流电网进线端的无功功率  $Q_L$ , 依据电源侧整流桥的触发延迟角  $\alpha_c$  近似获得, 计算式为

$$Q_L = P_L \times \tan(\arccos \alpha_c) \quad (6.2-7)$$

静止变频器交流电网进线端的视在功率  $S_L$  为

$$S_L = (P_L^2 + Q_L^2)^{0.5} \quad (6.2-8)$$

## 2.2.2 SFC 静止变频器主回路方案

(1) 主回路配置及定子主回路框图, 如图 6.2-10 所示。

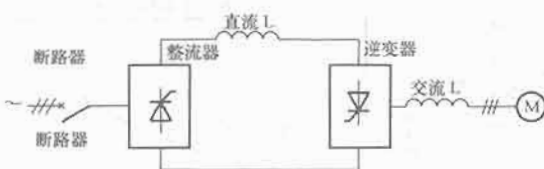


图 6.2-10 同步机负载换向静止变频器 (SFC)

系统配置包括: ① 电力晶闸管整流器, 额定输出功率

12MW、额定输入电压 12kV。风冷电力晶闸管额定电压 4000V、额定电流 1500A, 六桥臂每臂由 12 支元件串联无元件并联。② 电力晶闸管逆变器。晶闸管元件参数同整流桥, 逆变桥输出: 额定输出电压 10kV、额定输出电流 836A, 额定时间 30min、过负载 120% 10min。③ 中间直流回路。电抗器额定电感 60mH。④ 其他配置。三相交流输出电抗器电感量 1.1mH/836A、高压真空断路器及配套过电压过电流保护电路。

(2) SFC 静止变频器主电路方案选择。高一高方式。整流器不通过整流变压器转换, 直接接在交流电源系统, 中间回路相当电源直接整流为六脉波, 见图 6.2-11。该方式优点: 线路简单; 缺点: 线路对地电压高, 晶闸管多串, 要求均压及触发电路复杂。

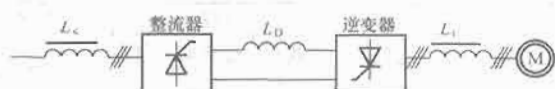


图 6.2-11 高一高方式 (6 脉波)

$L_c$ —交流进线端限流电抗;  $L_i$ —逆变器输出端限流电抗器;

$L_D$ —DC 中间回路电抗器

高一低—高 (6 脉波) 方式, 如图 6.2-12 所示。该方式优点: ① 中间回路电压低, 适用于晶闸管阻断电压  $\leq 6.5$  kV。② 元件串联数量少, 易于均压和电压保护。其缺点: ① 变压器成本高, 采用油浸式变压器保护及防火技术复杂。② 电源侧变压器  $T_1$  为 50Hz 恒频, 电动机侧变压器为 0~50Hz 变压变频, 且含有一定的直流磁化, 制造上需特殊考虑。

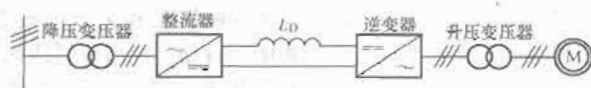


图 6.2-12 高一低—高方式 (6 脉波)

高一低—高 (12 脉波) 方式, 如图 6.2-13 所示。该方式优点: ① 谐波少, 电源侧无 5、7 次谐波, 电网电流波形好。② 容量较 6 脉波动方式可增大一倍, 使用于大功率同步机系统。其缺点: 变压器成本高, 需要三绕组变压器, 为限制二次间的影响, 通常采用分绕组变压器。

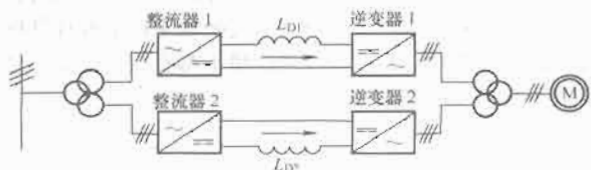


图 6.2-13 高一低—高方式 (12 脉波)

(3) 中间回路电量。

中间回路电压平均值的计算, 对于逆变器有

$$U_d = 1.35 U_M \cos(\gamma - \mu/2) \times \cos(\mu/2)$$

$$1.35 = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \quad (6.2-9)$$

式中:  $U_M$  为电动机定子电压有效值 (线电压);  $\gamma$  为逆变器负载条件下换流超前角;  $\mu$  为逆变器换流重叠角。

对于整流器空载整流电压为

$$U_{d0} = U_d (1 + K_c K_x e_x / 100) / (1 - b) \cos \alpha_{min}$$

$$(6.2-10)$$

电源回路交流进线电压为

$$U_N = U_{d0} / 1.35$$



式中:  $U_N$  为供电电源电压有效值 (线电压);  $U_d$  为中间回路电压平均值;  $\alpha_{\min}$  为整流器的最小延时滞后角;  $K_x$  为电路系数  $K_x=0.5$ ;  $K_c$  为过载倍数  $K_c=1.6$ 。

据此确定中间电路电压平均值及整流桥输出直流电压:

中间回路电流平均值计算, 由于静止变频器所采用的工作原理为电流源逆变器, 其变频器的输出为指定频率的交流电, 但不同于进线端的整流器。其输出电压为指定频率  $\omega_1$  正弦波而输出电流的波形是指定频率下宽度各占  $T_i/3$  的正负两个方波, 见图 6.2-14。其电流值的基波瞬时值  $i_1$  (见图 6.2-14)。

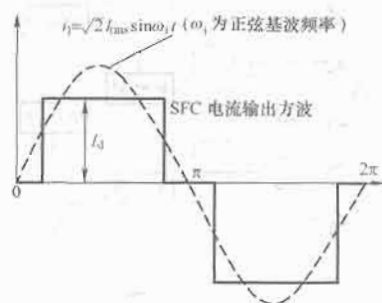


图 6.2-14 静止变频器的输出电流波形

逆变器输出方波电流的基波 ( $h=1$ ) 有效值应等于

$$I_{rms} = I_M = \frac{3}{\pi} \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

或 
$$I_d = \frac{\pi}{\sqrt{6}} I_M \quad (6.2-11)$$

式中:  $I_{rms}$ 、 $I_M$  为逆变器输出电流基波 ( $h=1$ ) 有效值和电动机额定值;  $I_d$  为中间回路电流平均值。

电源侧电流有效值和波形, 按通常晶闸管电路确定。

中间电路串联电感  $L_d$  电感值依据中间回路直流电流脉动幅值不超过 12% 和电流连续临界值小于 10%, 六脉波电路依下式确定。

依据电流脉动原则计算电感量  $L_1$  公式

$$L_1 = K_1 \times 1.35 U_M / \delta I_d \quad (6.2-12)$$

式中:  $K_1$  为计算系数,  $K_1=0.32$ ;  $U_M$  为中间回路交流进线电压有效值;  $I_d$  为中间回路直流电流额定值;  $\delta$  为电流脉动率,  $\delta=10\%$ 。

依据电流连续原则计算电感量  $L_2$  公式

$$L_2 = K_2 \times 1.35 U_M / I_{dmin} \quad (6.2-13)$$

式中:  $K_2$  为计算系数,  $K_2=0.06$ ;  $U_M$  为中间回路交流进线电压有效值;  $I_{dmin}$  为中间回路直流电流最小值,  $I_{dmin}=5\% I_d$ 。

### 2.2.3 转子位置测量和起动并网过程整步控制

(1) 转子位置测量, 为了得到逆变器的可靠换流必须精确地确定空载及实际负载条件下的换流超前角  $\gamma_0$  及  $\gamma_c$ , 以确保剩余换流角  $\gamma_c$  在负载条件下维持恒定不变。实现这种控制在工程设计中目前通常采用在同步电动机轴上加装各种类型的转子位置传感器, 如光电、电磁、霍尔元件或接近开关, 因而增大了设备成本及投产后的维修工作量。近年采用的依靠检测定子侧电流电压的无测速计控制系统得到了广泛的应用和发展。图 6.2-15 表示采用定子端电压检测的电路图。其工作原理实质在于检测定子三相交流电压  $U_a$ 、 $U_b$ 、 $U_c$  的电压过零点, 图 6.2-15 (a) 为定子交流电压通过过零

点检测器转换形成方波, 方波跳变沿就是定子端电压的过零点, 依据负载换流同步电动机在转子磁通作用下, 产生的定子电动势与转子位置的确定关系 (详见本卷第 4 篇相关部分), 从而可计算转子位置, 组成无测速计系统。倍频器输出的数字量, 就是频率与转速成正比的电动机转速。图 6.2-15 (b) 中:  $\delta$  为带负载后由于电枢反应产生的定子电压超前定子电势的电角称功角;  $\mu$  为与负载相关的换流重叠角;  $\gamma_c$  为换流剩余角 (为开关元件承受关断电压的电角);  $\gamma_c = \gamma_0 + \mu$  为电动机负载时的换流超前角;  $\gamma_0 = \gamma_c + \mu + \delta$  为电动机空载时的换流超前角。由于 SFC 变频起动装置逆变器的工作, 是采用同步电动机感应电动势的负载换流原理, 因而在由静止开始的起动过程的低速运行阶段, 由于定子感应电压幅值较低, 检测器检测不准确, 不足以执行逆变器可靠换流。因而起动开始通常采用定子电流断续换流, 待同步电动机加速至 7%~8% 额定电动机转速后, 再转换为采用电压检测器的负载换流工况, 直至转速上升到接近同步转速时并网。

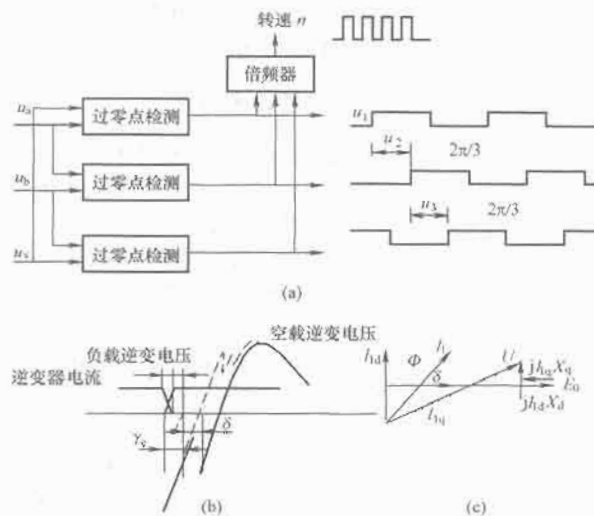


图 6.2-15 超前换流角和电动机端电压检测

(a) 电动机端电压检测框图; (b) 换流过程流角; (c) 定子端电压矢量

(2) 并网控制, 静止变频起动采用准同步并网控制方式。当同步电动机加速到同步速的 97% 左右, 系统自动进入整步控制阶段。通过励磁电流和滑差频率的调节使同步电动机与电网的电压、频率、相位偏差小于预定的容差, 同时在考虑到断路器动作时间, 然后通过逻辑控制发出操作指令, 将同步电动机并入电网运行。

对于起动阻力矩较小的场合, 也可采用另一种并网控制方式, 即先将同步电动机加速到同步速的 105% 左右, 然后在降速过程中进行整步并网控制。显然, 设计 SFC 系统时其输出电压和功率应能满足超同步运行的要求。

### 2.2.4 控制系统的数字化

数字化系统硬件配置及网络化通信示意, 见图 6.2-16。

数字控制系统的硬件部分包括:

(1) 数字模块或多微机处理器模板。任务是执行各类开闭环控制和运行状态监控, 以及故障分析诊断和各类智能化控制, 目前的多微机处理器, 通常采用 32 位或 64 位, 主频为 64/128MHz。

(2) 数字及模拟接口模块 (A/D、I/O)。任务是执行控制器对外部设备的输入、输出转换, 并执行对外部设备的逻辑操作和控制。

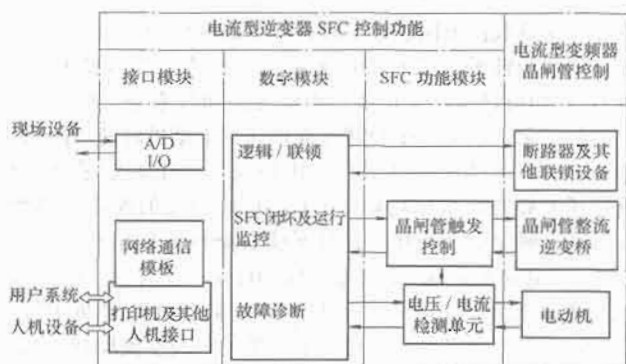


图 6.2-16 全数字装置硬件配置及功能分配示意

(3) 通信模块。任务是执行控制器对上位计算机系统以及外部设备的网络信息通信，其通信协议应符合自动化系统的需求。

(4) SFC 功能模板。用于执行对主电路变频器的移相及触发控制、各类检测电路，如定子电压/电流测量等。

(5) 人机接口设备和编程设备等。

### 2.3 异步电动机中压变频装置的应用

高压感应电动机传统调速方式为定子侧串联饱和电抗器调压，或采用转子侧串级等调压方式。但前者转矩控制性能差，无法满足控制要求。后者虽在性能方面有大改善，极具发展前途，但不适用于鼠笼型电动机；同时，转子回路器件的增多以及谐波大、功率因数低和绕线型电动机转子电刷产生噪音污染等原因，也限制了其应用推广。

随着交流调速理论和技术的出现及发展，在感应电动机调速系统中逐步推广采用交直交变频调速。初期受高电压大功率电力电子器件性能和电压限制，在定子变频系统中采用 H 桥多个单元串联的单元级联电压源交—直—交变频器，大功率电力电子器件采用低电压全控型器件绝缘栅双极晶体管 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)，装置适用于中压 3.3、6.6kV 及以上交直交电压源多电平 PWM 变频调速系统，目前已取得成功运行经验并广泛用于异步电动机交流调速和各类节能系统，功能原理及主要技术特点：

(1) 输出电压高、功率大、波形好、可不带滤波器，系统采用低电压全控型开关器件。单元级联电压源交—直—交变频器，是由专用多绕组输入变压器和变频器单元组成。输入电源电压为中压 3kV、6kV 级或更高电源电压，而每个变频器单元的进线电源，通过输入变压器二次转换为相互隔离而且独立的交流三相低电压，然后再通过单元级联输出，组成变频级联中压变频系统，用于大容量异步电动机启动或变频调速系统。其结构原理参见图 6.2-17。图中以 6kV 系统为例说明，其中输入变压器为 18 脉波整流/移相变压器，进线电压三相 50Hz、6kV $\pm 5\%$ ，一次单绕组 (Y 接)，二次绕组分别布置在三相铁芯柱上，组成每相有 6 个二次级绕组 (三相输出共 18 绕组)，并且每相的 6 个二次级绕组相互电压隔离，且其间相差依次滞后  $10^\circ$  ( $\pm 25^\circ$ 、 $\pm 15^\circ$ 、 $\pm 5^\circ$ )。经移相隔离后的  $3 \times 6$  个二次电源，分别对 18 个功率单元供电。每个功率单元的三相电源为低压，功率单元采用的开关器件 IGBT 的器件电压亦可采用低电压元件，通常选用电压 1700V 以下元件，每个功率单元输出的额定电压 610V。同相功率单元输出按照相邻功率单元依次串联，可得 3.66kV 额定相电压，并组成 Y 连接结构，额定

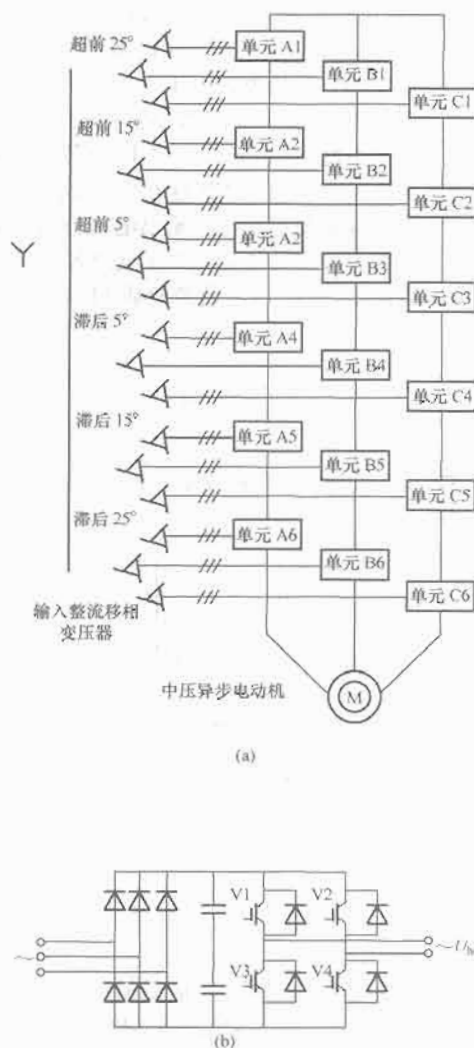


图 6.2-17 桥级联变频器和功率单元

(a) H 级联桥变频器结构示意图；

(b) H 桥功率单元原理图

线电压 6.3kV 的中压变频系统。总之，这种中压变频调速系统的功能原理，实质上是多个低压 H 桥 (单元数为  $N$ ) 串联，替代中压电路必需的高电压开关器件，使每相输出电压为单个 H 桥电压的  $N$  倍，而由于单个 H 桥的进线交流电压通过输入整流移相变压器后相互独立隔离，因而每个开关元件的电压为低电压，可采用低压 IGBT 全控型器件，获得较高输出电压，且每相串联的各 H 桥间无需均压，使电路简化。

(2) 输出电压多电平改善异步电动机运行状态，降低损耗提高电动机寿命。图 6.2-17 (b) 中每个 H 桥具有 V1~V4 四个开关器件，脉宽调制 (PWM) 控制一般不采用当前空间矢量 PWM 原理，而多采用三角波载波比较 PWM 方式，其控制电路和单元输出电压波形见图 6.2-18。控制开关元件的导通状态使之每个 H 桥输出为三电平，其中 V1、V3；V2、V4 通断状态互补，即：

1) 信号电压  $u > 0$  时 V1、V4 控制导通，信号电压  $u$  和载波信号 SW 比较，生成导通触发控制占空比  $D > 50\%$ ，H 桥输出电压平均值  $U_{10}$  为正；

2) 信号电压  $u < 0$  时 V2、V3 控制导通，信号电压  $u$  和载波信号 SW 比较，生成导通触发控制占空比  $D < 50\%$ ，H 桥输出电压平均值  $U_{10}$  为负；

3) 信号电压  $u = 0$  时信号电压  $u$  和载波信号 SW 比较，

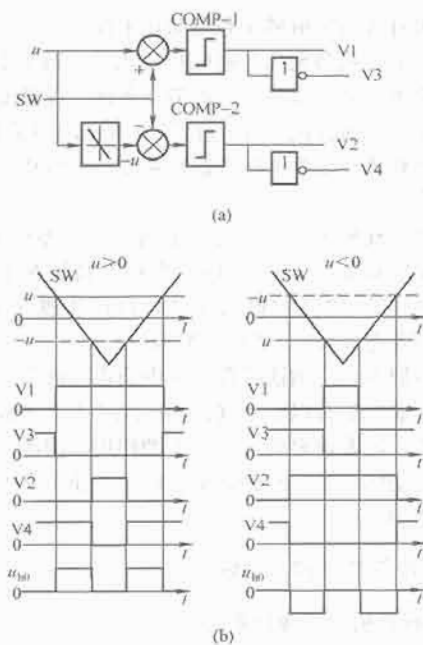


图 6.2-18 控制电路和单元输出电压波形  
(a) 控制电路；(b) 单元输出电压波形

生成导通触发控制占空比  $D=50\%$ ，H 桥输出电压平均值  $U_{10}$  为零。

由此，同相串联的每个 H 桥的输出状态为三电平，且同时 PWM 控制的载波 SW 信号起始点，在同相串联的各 H 桥间又顺次错开  $T/N$  ( $T$ —载波信号周期， $N$ —H 桥串联数)。这样得到的变频器每相输出电压，具有  $3N$  电平。多电平的获得有利于改善输出电压/电流畸变率，减少高次谐波幅值，降低损耗。同时多电平带来的  $du/dt$  的降低（电压波形每次跳变幅值  $<1000V$ ）亦有利于改善开关器件和电动机的运行状况。

(3) H 级联变频器电源侧整流装置，由于目前大多采用整流元件不可控，因而仅适用于两象限运行能力，不适用于频繁可逆快速响应传动系统，多用于风机、泵类中压异步电动机交流变频系统中，并已取得良好业绩和成功的发展前景。

以某锅炉给水泵中压 6.3kV 运行系统为例，给水泵运行原理图见图 6.2-19。将除氧水箱内的凝结水通过给水泵提高压力，经过高压加热器加热后，输送到锅炉省煤器入口，作为锅炉主给水。

图 6.2-19 中给水泵中压异步电动机参数：额定功率 1250kW，额定电压 6kV，额定电流 137.69A，额定频率 50Hz，额定转速 2989r/min，水泵出口压力 15MPa，正常运行汽包压力 10MPa，峰-谷负荷偏差率 1.3:1（系指锅炉给水量在每日高峰时段 07~13 时及 18~23 时和低谷时

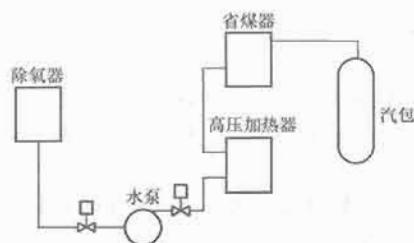


图 6.2-19 给水泵运行原理图

段 0~07 时及 13~18 时给水量偏差比例)。采用交流变频调速，变频器的原理结构如图 6.2-17 所示，电网电压 6kV、三相、50Hz，每个功率单元额定电压为 610V，18H 桥单元每相 6H 桥串联，为降低输入侧谐波电流采用多重化设计，变压器二次绕组采用延边三角形连接，分为六个不同相位组，各组间互差  $10^\circ$ ；输入电流谐波畸变  $<4\%$ ，输入电压谐波畸变  $<2\%$ ，输入变压器效率  $\eta > 95\%$ （电动机转速  $n > 50\%$  额定转速以上），电源端功率因数  $\cos\varphi > 95\%$ （电动机转速  $n > 50\%$  额定转速以上），对泵类传动系统的峰谷负载差节能调速十分有利，年节能 20% 以上。

(4) H 级联变频器存在的最大问题，功率单元数量多、开关元件数量多；变压器制造复杂、电路结构复杂，使可靠性下降；同时回馈制动困难，仅限于电阻能耗方式或单象限负载条件下运行，多用于风机泵类电气节能系统；同时，在调速范围 70% 以下深调速常造成功率因数、效率降低，采用增加（冗余）H 桥功率单元数量，必然带来增加成本，竞争能力下降。

### 3 高炉炼铁的应用

#### 3.1 高炉生产工艺特点

##### 3.1.1 高炉炼铁生产工艺流程

高炉冶炼生铁的本质就是从铁矿石中将铁还原出来并熔化成铁水流出炉外。还原铁矿石需要的还原剂和热量由燃料燃烧产生。炼铁的主要燃料是焦炭，为了节省焦炭而使用了喷吹煤粉、天然气等辅助燃料。为了使高炉生产获得较好的生产效果，现代高炉几乎全部采用了人造富矿（烧结矿、球团矿）作为含铁原料。因炉料的特性不同，有的高炉在冶炼时还需加入适量的熔剂（石灰石、白云石等）。现代高炉炼铁生产工艺流程如图 6.2-20 所示。

高炉生产工艺流程包括以下几个系统：

(1) 高炉本体。高炉本体是炼铁生产的核心部分。它是一个近似于竖直的圆筒形设备。它包括高炉的基础、炉壳（钢板焊接而成）、炉衬（耐火砖砌筑而成）、炉型（内型）、冷却设备、立柱和炉体框架等。高炉的内部空间叫炉型，从上到下分为 5 段，即炉喉、炉身、炉腰、炉腹、炉缸，如图 6.2-21 所示。整个冶炼过程是在高炉内完成的。

(2) 上料设备系统。上料设备系统包括贮矿场、贮矿槽、槽下漏斗、槽下筛分、称量和运料设备、向炉顶供料设备（有皮带运输上料机和料车上料机之分）。其任务是将高炉所需原燃料，按比例通过上料设备运送到炉顶的受料漏斗中。

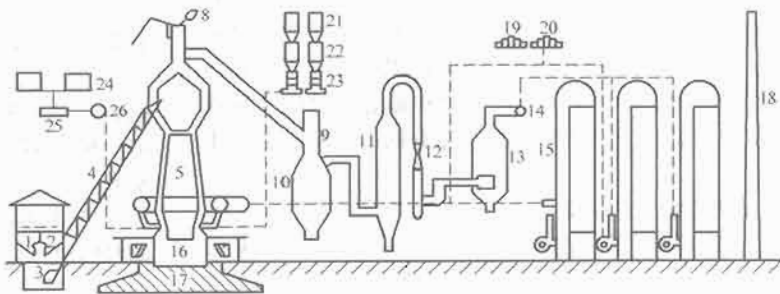


图 6.2-20 高炉炼铁生产工艺流程

1—储矿槽；2—集仓；3—料车；4—斜桥；5—高炉本体；6—铁水罐；7—渣罐；8—放散阀；9—切断阀；10—除尘器；11—洗涤塔；12—文氏管；13—脱水器；14—净煤气总管；15—热风炉（三座）；16—炉基基墩；17—炉基底座；18—烟囱；19—蒸汽透平；20—鼓风机；21—煤粉收集罐；22—储煤罐；23—喷吹罐；24—贮油罐；25—过滤器；26—加油泵



图 6.2-21 高炉内型图

(3) 装料设备系统。装料设备系统一般分为钟式、钟阀式、无钟式三类，我国多数高炉采用钟式装料设备系统，技术先进的高炉多采用无钟式装料设备系统。钟式装料设备系统包括受料漏斗、料钟、料斗等。它的任务是将上料系统运来的炉料，均匀地装入炉内，并使其在炉内合理分布，同时又起密封炉顶、回收煤气的作用。

(4) 送风设备系统。送风设备系统包括鼓风机、热风炉、冷风管道、热风管道、热风围管等。其任务是将鼓风机送来的冷风经热风炉预热之后送入高炉。

(5) 煤气净化设备系统。煤气净化设备系统包括煤气导出管、上升管、下降管、重力除尘器、洗涤塔、文氏管、脱水器及高压阀组等，有的高炉也用布袋除尘器进行干法除尘。其任务是将高炉冶炼产生的含尘量很高的荒煤气进行净化处理，以获得合格的气体燃料。

(6) 渣铁处理系统。渣铁处理系统包括出铁场、泥炮、开口机、炉前吊车、铁水罐、铸铁机、堵渣机、水渣池及炉前水力冲渣设施。其任务是将炉内放出的渣、铁，按要求进行处理。

(7) 喷吹燃料系统。喷吹燃料系统包括喷吹物的制备、运输和喷入设备等。其任务是将按一定要求准备好的燃料喷入炉内。目前，我国高炉以喷煤为主。喷煤的喷吹燃料系统有磨煤机、收集罐、贮存罐、喷吹罐、混合器和喷枪。其任务是将煤进行磨制、收集和计量后从风口均匀稳定地喷入高炉内。

高炉冶炼过程是一系列复杂的物理化学过程的总和，有炉料的挥发与分解、铁氧化物和其他物质的还原、生铁与炉渣的形成、燃料燃烧、热交换和炉料与煤气运动等。这些过程不是单独进行的，而是在相互制约的情况下数个过程同时进行的。基本过程是燃料在炉缸风口前燃烧形成高温还原煤气，煤气不停地向上运动，与不断下降的炉料相互作用，其温度、数量和化学成分逐渐发生变化，最后从炉顶逸出炉外。炉料在不断下降的过程中，由于受到高温还原煤气的加热和化学作用，其物理形态和化学成分逐渐发生变化，最后在炉缸里形成液态渣铁，从渣铁口排出炉外。

### 3.1.2 高炉炼铁生产特点

(1) 长期连续生产。高炉从开炉投产到停炉，一代炉龄一般有 10 年左右（中间可能进行一次大修），现代大型高炉的设计炉龄都在 15~20 年。在此期间是不间断地连续生产的，仅在设备检修或发生事故时才能停止生产（称为休风）。任何一个环节出了问题，都将影响整个高炉的冶炼过程，甚至停产，给企业带来巨大损失。

(2) 机械化、自动化程度高。高炉生产的大规模化及连

续性，必须有较高的机械化和自动化来保证。为了准确连续地完成每日上万吨乃至几万吨原料及几千吨乃至上万吨产品的装入和排出，为了改善职工的劳动条件，保证安全，提高劳动生产率，目前在高炉生产的各个系统中多采用 PLC 控制，以及计算机、工业电视等监视系统，机械化、自动化程度越来越高。

(3) 生产规模大型化。近年来高炉向大型化方向发展，目前世界上已有数座 5000m<sup>3</sup> 以上容积的高炉在生产。我国也已经有 4063m<sup>3</sup> 的高炉投入生产，日产生铁 1 万 t 以上，日消耗矿石等近 2 万 t、焦炭等燃料 5000t。

(4) 高炉生产是钢铁联合企业中的重要环节。现代化的钢铁联合企业，都有以生产规模相匹配的生产流程，高炉处于中间环节，起着重要的承上启下的作用。因此，提高高炉电气控制自动化水平，对保证钢铁联合企业生产的顺利进行是很有必要的。

## 3.2 高炉电气传动控制系统

### 3.2.1 主卷扬机电气传动系统

(1) 料车式上料机的基本结构。料车式上料的高炉采用平衡式高炉卷扬机，由卷扬机牵引料车在斜桥上行走，把原料从槽下送入炉顶，再由布料器把原料装入炉内，这种上料方式通常在 2000m<sup>3</sup> 以下容积的高炉采用；对于更大容量的高炉，需要运送的原料量很大，靠料车的往复运动无法满足，因此多采用传动带上料方式。料车式上料机主要由斜桥、料车、卷扬机系统三部分组成。料车的机械传动系统如图 6.2-22 所示。

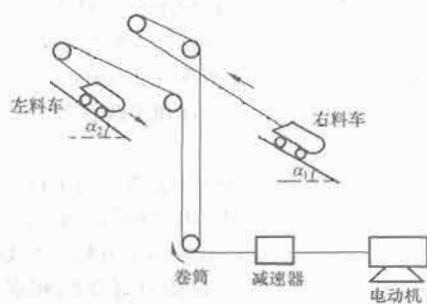


图 6.2-22 料车机械传动系统示意图

在工作过程中，两个料车交替上料。当一个料车在料坑内时，另一个料车就在炉顶上处于翻倒位置，当料车在料坑装满炉料上行时，炉顶的空料车同时下行，空料车重量相当于一个平衡锤，平衡了重料车的车厢自重。这样，上行或下行时，两个料车由一个卷扬机驱动，不但节省了驱动电动机的功率，而且，当电动机运转时，总有一个重料车上行，没有空行程，提高了效率。

(2) 主卷扬机的工作特点。料车卷扬机（也叫主卷扬机）是料车上料机的驱动设备，其结构如图 6.2-23 所示。根据料车运动的工作过程，卷扬机的工作特点主要有：

1) 频繁启动、制动、停车、双向运行，转速平稳，过渡时间短。

2) 按照一定的速度曲线运行。速度分高、中、低速三级（小型高炉只有高、低速两级速度），图 6.2-24 为料车运行速度曲线图。

3) 调速范围广，一般调速范围为 0.5~3.5m/s，目前料车最大线速度可达 3.8m/s。

4) 系统工作可靠，料车在进入曲线轨迹段和离开料坑



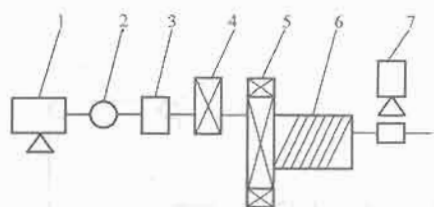


图 6.2-23 高炉主卷扬机示意图

1—电动机；2—联轴器；3—抱闸；4—减速机；  
5—卷筒齿轮传动机构；6—卷筒；7—主令控制器

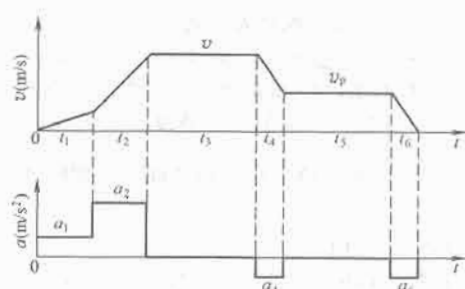


图 6.2-24 料车速度曲线

时不能有高速冲击，终点位置能准确停车。

(3) 主卷扬机的电气传动。主卷扬机按照传动电动机分，有交流传动和直流传动两种；按电动机数量分，有单电动机传动和双电动机传动。在容积为  $750\text{m}^3$  以下的高炉一般采用一台电动机驱动；对于更大容积的高炉，通常由两台电动机驱动，两台电动机的型号和特性要求相同，并通过齿轮传动，同轴工作。

主卷扬机是高炉上料的关键设备，对可靠性要求很高，因此要求采用两套调速系统，按一用一备的方式设计运行，并要求有多重安全保护措施。在电气传动系统中，交流电动机一般采用交流变频调速控制，直流电动机则采用全数字直流调速系统。料车从槽下到炉顶，一般每一单行程运行时间为  $30\sim 40\text{s}$ ，每车最多可拉十几吨原料。

主卷扬传动系统的特点：对可靠性要求很高，要求运行平稳，尤其是料车到达炉顶时的停车位置一定要准确，如果超过停车极限就可能造成重大设备事故，停车及运行

途中的减速位置通常由专用的主令控制器定位，并有多重安全保护措施，除采用两套控制系统一用一备外，通常有

1) 采用能耗制动和机械抱闸相结合的制动方式，确保停车的迅速和准确。

2) 保持转矩控制，使主卷扬起车开抱闸时已建立一定的转矩，防止开抱闸时瞬间溜车，确保料车启动后立即平稳加速运行。

3) S型加速斜率设计，以使料车在出料坑时低速，出料坑后尽快平稳达到高速。

4) 分三级（也有两级）速度控制，确保运行途中高速，到炉顶时平稳减速停车。

5) 应用主令控制器进行料车行程极限控制。极限控制包括上极限、下极限、超极限、减速极限等，以及钢丝绳松弛检测装置。

6) 控制系统具有过载、调速装置故障等保护措施。

7) 应用编码器进行料车速度和行程检测，通过 PLC 进行超速和溜车事故的预警，并向传动系统发出急停命令。

8) 主卷扬系统除了有自动和手动两种操作方式外，要求在现场有机旁手动操作功能，便于在检修、调试和紧钢丝绳时使用。

(4) 直流传动系统。传统的主卷扬机一般都采用直流传动系统，虽然现在交流传动的应用越来越多，但在容积比较大的高炉系统，采用直流传动系统的仍然很多，直流电动机具有很好的调速性能，尤其在低速、大转矩启动方面有许多优势。

直流电动机采用全数字直流调速系统。对于双电动机驱动系统，有两种控制方案：一是采用两台直流电动机电枢串联，由一套直流全数字调速装置同时对两台电动机供电的方式；另一种是采用两套调速装置各对应一台电动机进行调速控制，两套调速装置之间通过主从通信的方式实现同步运行。前一种方案，比较简单，控制系统的投资也低，适合于电动机额定电压在  $330\text{V}$  及以下的系统，否则两台电动机电枢串联后额定电压很高，调速装置的输出电压达不到。

直流传动系统中，两套调速系统，按一用一备的方式设计。控制系统为电流、速度双闭环调速系统。图 6.2-25 为主卷扬直流调速系统简图。

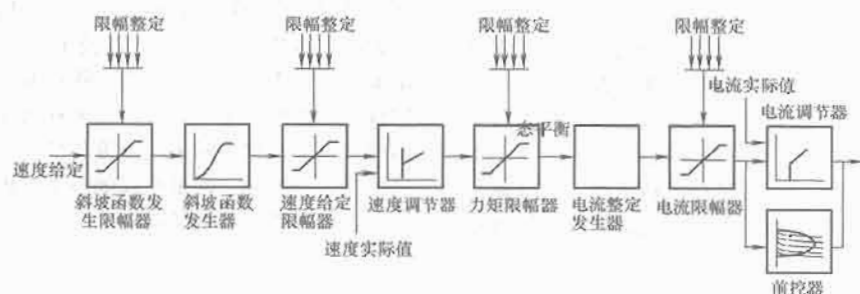


图 6.2-25 主卷扬直流调速系统简图

(5) 交流传动系统。主卷扬机过去基本上都是使用直流电动机驱动的，只有在小型高炉中，采用一种简单的交流调速系统，即使用绕线转子异步电动机，在转子回路中串入多级电阻，用有级切换电阻的方法进行调速，这实际上是交流电动机的一种调压调速方式。虽然这种系统的损耗大、控制性能差，但由于简单，投资成本低，因此被采用。

虽然交流电动机与直流电动机相比有许多优点，尤其在

日常维护方面更加容易，但由于其数学模型的非线性，使得不容易实现平滑、无极、宽范围调速。随着交流变频调速技术，尤其矢量控制技术的发展，这一问题得到了很好的解决，现在越来越多的高炉主卷扬机开始使用交流变频调速控制。

交流传动与直流传动一样，依据高炉容积的大小，使用一台或两台交流电动机驱动，在两台交流电动机驱动的系统里，一般采用两套变频器分别对应一台电动机进行调速控

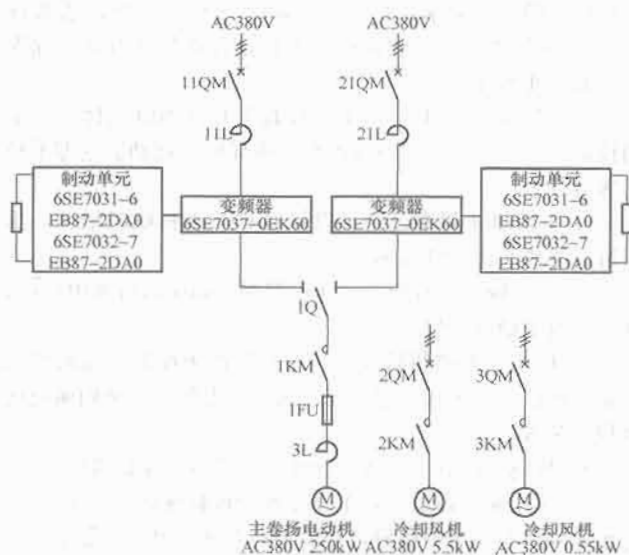


图 6.2-26 主卷扬变频调速系统图

制,两套变频器之间通过主从通信的方式实现同步运行。图 6.2-26 所示为 450m<sup>3</sup> 容积高炉的主卷扬变频调速系统,主卷扬电动机为一台 380V,三相,250kW;一台 380V,三相,5.5kW 冷却风机;两台 380V,三相,0.55kW 料车制动器。采用西门子公司 6SE70 交流变频器调速控制,两套控制系统,按照一用一备的原则设计,通过切换装置完成备用切换,并采用能耗制动方式,配置制动单元和相应的制动电阻。料车抱闸制动器由 6SE70 装置内部根据起动力矩来实现料车运行中的抱闸控制和联锁控制。

### 3.2.2 探尺卷扬机传动系统

(1) 探尺装置。探尺装置的作用是准确探测高炉炉内料面下降情况,以便高炉及时上料。探尺装置多为自动化的链条式结构,由探尺卷扬机牵引钢绳连接链条,链条下端挂重锤,链条和重锤伸入炉内,通过电动机驱动卷扬机提升重锤,起到探测料面高度的作用,如图 6.2-27 所示。现在有些高炉也尝试采用雷达式料位仪替代传统的机械探尺,但该方法受炉内环境限制目前仍在探索阶段。

一座高炉一般设有两个探尺，互成  $180^\circ$ ，大型高炉也有设立 3~4 个探尺的。

(2) 探尺的工作特点。当探尺检测到炉内原料料面下降到设定的深度时, 探尺开始自动提升到顶部位置, 矿石与焦炭等原料依据工艺设定值向高炉炉内排放 (也叫布料过程)。原料排放完毕, 探尺自顶部位置按设定的速度开始自动下放, 下放到炉内原料的料面后, 探尺被原料支撑, 下降速度减至零, 随后跟随原料沉降, 直到再次检测到炉内的原料料

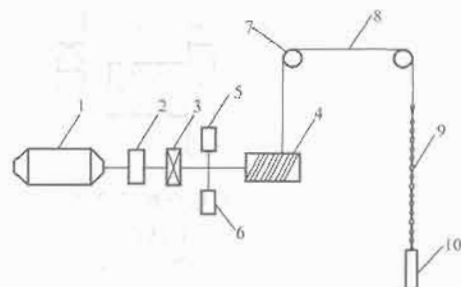


图 6.2-27 探尺卷扬机示意图

1—电动机；2—抱闸；3—减速机；4—卷筒；  
5—主令控制器；6—编码器；7—导轮；8—钢  
绳；9—链条；10—重锤

面下降到设定的深度时,探尺再次自动提升。如此过程循环往复。

探尺卷扬机的特点有:

- 1) 多台探尺可以同时工作，也可以单尺工作（可以停止一台探尺工作）。
- 2) 探尺工作具有自动连续测量和手动点动测量两种功能。
- 3) 每套探尺装置，配置一套电气控制系统，控制系统之间互相独立，便于维修。
- 4) 探尺提放要求速度平稳，到达料面后，系统必须具有扶尺功能，以使探尺垂直自动跟随料面下降。
- 5) 探尺具有上下极限位置保护，调速装置故障保护，过载、过流、电动机失磁保护等功能。
- 6) 探尺料面的位置测量采用编码器，由自动化系统完成采集和连锁。

(3) 探尺卷扬机传动系统。探尺卷扬机一般由直流电动机驱动,电动机功率在 2.2~4kW 左右,控制系统采用直流全数字调速装置控制。每台探尺配置一套调速系统,互相独立。

探尺装置是位能性负载,提尺时,电动机处于电动状态,要求提升速度平稳,到达顶部位置时停车准确;放尺时,由于要克服重锤下降的速度,因此电动机处于发电状

为了减小重锤升降的速度, 防止电动机处于发电状态。当探尺重锤接触到料面后, 卷扬机必须有一个向上的提升力矩 (也叫扶尺力矩), 以使重锤不会倾倒, 提升力矩又不能过大, 否则, 重锤不能跟随料面下降。因此, 控制系统的设计, 提尺时采用电流、速度双闭环控制, 保证提升过程的速度平稳; 放尺时采用电流环控制, 在接近料面时增加一个扶尺力矩控制, 保证探尺能够垂直跟随料面。如图 6.2-28 所示为探尺调速系统简图。

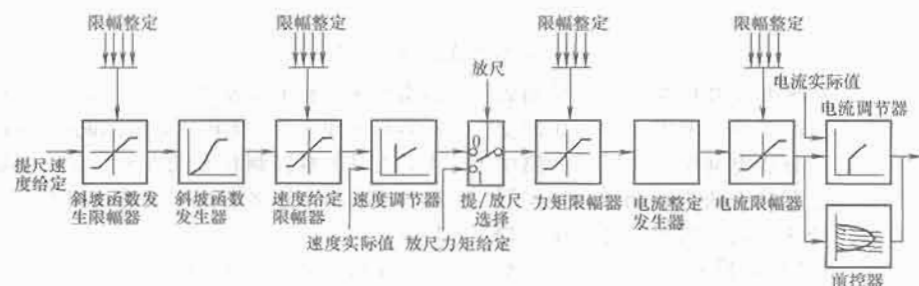


图 6.2-28 探尺调速系统简图

### 3.2.3 无料钟炉顶设备电气控制系统

(1) 无料钟炉顶设备。炉顶布料设备分有料钟和无料钟两种结构形式。有料钟炉顶基本上只在小型高炉中采用,特点是结构简单,控制设备少,一般是采用液压系统驱动料钟,而中、大型高炉基本上都采用无料钟系统,用料罐、密封阀、料流调节阀、布料溜槽等代替了传统的料钟和布料器,可以达到更好的工艺效果。

无料钟炉顶结构分并罐式无料钟炉顶和串罐式无料钟炉顶两种形式,如图 6.2-29 所示为串罐式无料钟炉顶装置示意图。主要由受料漏斗、料罐、中心喉管、气密箱、旋转布料溜槽等五部分组成。

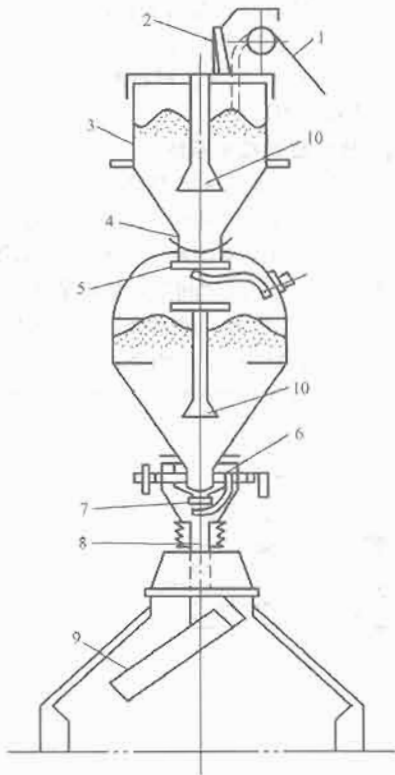


图 6.2-29 串罐式无料钟炉顶装置示意图

1—上料斜桥; 2—挡板; 3—受料漏斗; 4—上闸阀;  
5—上密封阀; 6—下节流阀; 7—下密封阀; 8—中心  
喉管; 9—旋转溜槽; 10—中心导料器

(2) 电气控制系统。无料钟炉顶设备中, 阀类都是液压传动的。布料器溜槽倾动( $\alpha$ 角)、布料器溜槽旋转( $\beta$ 角)和料流调节阀( $\gamma$ 角)需要调速控制或定位控制。

布料器溜槽倾动通常由交流伺服电动机或普通交流电动机驱动, 采用伺服控制系统或交流变频调速控制, 由 PLC 自动速度给定, 进行连续闭环调节, 实现溜槽倾动的角度定位。

布料器溜槽旋转由交流电动机拖动, 既可采用恒速控制, 也可以采用变频器调速, 进行两级速度或无级调速控制。

料流调节阀有采用与布料器溜槽倾动相同的驱动和控制方式, 也有采用液压比例阀控制, 通过 PLC 完成自动 PID 调节, 实现调节阀开度的准确定位。

上述三种设备的位置检测则通过在减速机上安装编码器, 由 PLC 完成采集和角度换算。

通过对布料器 $\alpha$ 角、 $\beta$ 角和 $\gamma$ 角的自动控制, 可以实现炉顶单环、多环、螺旋、扇形和定点等多种布料方式, 满足高炉生产工艺的要求。

### 3.3 高炉基础自动化控制系统

高炉基础自动化即设备控制器, 通常主要由分散控制系统(DCS)或可编程序控制器(PLC)构成。

基础自动化最初的内容是逻辑控制, 随着 PLC 功能的日益丰富, 目前国内一般都采用 PLC 控制, 也有一部分采用 DCS 控制的, 现在也开始采用工业现场总线技术, 以减少外部线缆的敷设。控制范围刚开始只进行单个系统控制, 例如上料系统或热风炉系统; 现在的发展趋势是把一座高炉分成几个系统采用多套 PLC 进行控制, 系统的划分基本上按工艺关系分为上料系统、高炉本体、热风炉、煤气除尘、煤粉喷吹、高炉供料等。一座高炉的各个控制系统可以通过网络连网, 网络通常采用工业以太网系统, 并逐步发展成多座高炉连网, 实现基础自动化、过程控制和生产管理自动化, 电气控制和仪表控制一体化的控制模式。

#### 3.3.1 槽下上料及炉顶布料自动控制系统

上料系统是高炉自动化中最重要的环节, 如一座 $3000\text{m}^3$ 容积的高炉每昼夜出铁 $7000\text{t}$ 以上, 装入的原燃料达 $15000\text{t}$ , 每运送一批炉料需要近百台设备的动作, 因此对设备的动作要求进行自动控制, 必须有一套自动化系统来保证运行的可靠、准确无误。图 6.2-30 所示为高炉上料系统布置图。

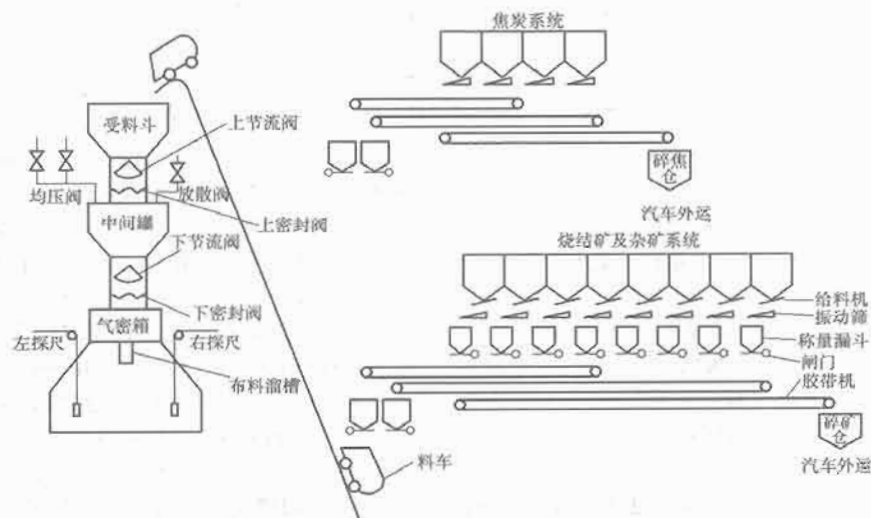


图 6.2-30 高炉上料系统布置图

上料系统分槽下上料和炉顶装料两部分:

(1) 槽下上料过程: 根据预先设定的上料周期 (也叫上料程序), 指挥系统选取需要装料的品种 (储料槽), 启动对应的给料机/振动筛动作, 直接或通过皮带机运送到称量漏斗中称量, 当称量漏斗接近给定重量时, 停止给料设备, 使得加上余振下来的重量, 基本上等于给定重量, 记下实际重量, 至此称量完毕。这个过程也叫备料过程。当料车到达底部时, 开启称斗闸门, 把备好的料全部放入料车, 然后由主卷扬机牵引, 送入炉顶受料斗。

(2) 炉顶装料过程: 当料线达到预定值后, 自动提升探尺, 开启均压系统, 启动布料溜槽旋转, 倾动溜槽到预定角度, 开启下密封阀, 开启料流调节阀到设定开度, 料罐中的炉料通过溜槽往炉内布料; 当料罐放空后, 关闭料流调节阀, 关闭下密封阀, 停止布料溜槽, 下放探尺, 接受下一批炉料。在料罐布料的同时, 受料斗可以接受槽下的上料。

自动化系统可以采用一套或两套 PLC, 如果采用两套 PLC 控制, 则按槽下和炉顶分成两个系统。其控制功能有

1) 执行装料制度。以料车上料为例, 装料制度由装料周期和料批程序组成。一个周期循环一般为 10~20 位, 每一位对应一个料批程序。料批程序通常有 4~6 种, 一个料批程序由最多 6 车或 8 车组成, 每一位对应一车装料的品种, 可以实现同装或分装, 正装或倒装程序。

2) 上料运转控制。按上述装料制度, 顺序控制槽下各

设备 (给料机、振动筛、传动带、称斗闸门等) 的启停和开闭。

3) 槽下原料的自动称量控制, 进行称量误差的自动控制, 误差计算, 并在下次称量时自动补偿。对槽下各原料槽的原料消耗和上料批数按班、日、月、进行报表统计并储存和打印。

4) 炉顶装料顺序控制。均排压自动控制、装料制度控制、常规探尺作业控制及炉顶洒水自动控制。

5) 炉顶布料的自动控制, 可以实现单环、多环、螺旋、扇形、定点等多种布料方式, 满足高炉冶炼的需要。

6) 探尺料线的自动测量和跟踪。

7) 原料及装料情况显示及报表打印。

8) 其他辅助设备的控制, 如液压系统的自动控制。

9) 矿槽分配和贮存情况、料批称量及水分补充控制, 从矿槽至炉顶的料批跟踪。

### 3.3.2 热风炉换炉自动控制系统

热风炉是利用燃烧蓄热来预热高炉鼓风的热交换装置。现代高炉普遍采用蓄热式热风炉, 每座高炉设置 3~4 座热风炉, 交替进行燃烧和送风作业。其布置图如图 6.2-31 所示。当一座热风炉送风一段时间后, 输出的热风不能维持所需温度时就需要换炉, 由另一座燃烧好的热风炉送风, 而原送风的热风炉则转为燃烧作业, 燃烧好的热风炉在送风前要闷炉, 即热风炉有燃烧、闷炉和送风三种工作状态。设置三座热风炉的高炉通常采用两烧一送的工作模式。

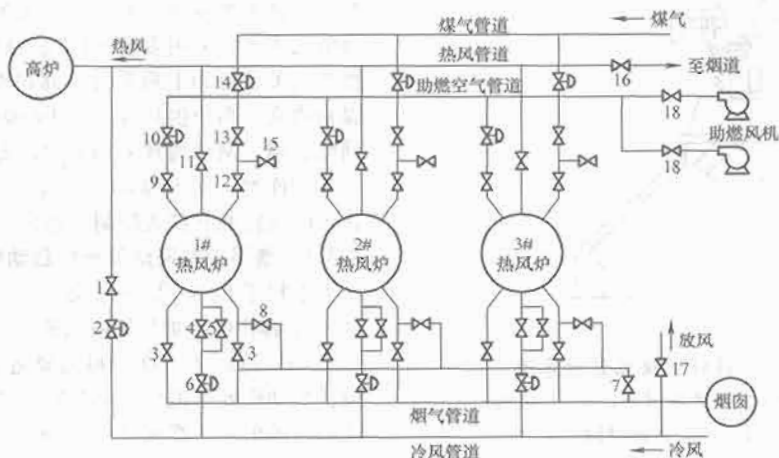


图 6.2-31 热风炉布置图

1—混风切断阀; 2—热风调节阀; 3—烟道阀; 4—冷风切断阀; 5—冷风旁通阀; 6—冷风调节阀; 7—排风阀; 8—废气阀; 9—助燃空气燃烧阀; 10—助燃空气调节阀; 11—热风阀; 12—煤气燃烧阀; 13—煤气切断阀; 14—煤气调节阀; 15—煤气放散阀; 16—倒流风阀; 17—放风阀; 18—助燃空气阀

(1) 热风炉的基础自动化。热风炉换炉时各阀门必须按规定顺序动作, 并有安全连锁关系:

1) 由“燃烧”转“送风”时阀门动作顺序: 关煤气切断阀、空气切断阀和燃烧阀→开煤气放散阀→延时数秒后关闭→并关烟道阀 (转入“闷炉状态”)→开冷风旁通阀灌入冷风→延时数秒后开热风阀→开冷风阀→关冷风旁通阀。

2) 由“送风”转“燃烧”时阀门动作顺序: 关冷风阀→关热风阀→开废气阀→延时数秒后开烟道阀→关废气阀→开煤气切断阀、燃烧阀→煤气调节阀微开, 点火后全开→开空气燃烧阀。

热风炉基础自动化可以由一套 PLC (也有用 DCS) 构成, 主要任务是完成上述热风炉各阀门的顺序连锁控制和热风炉仪表控制。仪表控制主要是对热风炉拱顶温度、废气温

度、热风温度、冷风主管温度、冷风温度、净煤气流量、冷风流量、冷却水流量、净煤气压力、冷风压力、热风压力等信号的直接采集。

(2) 热风炉自动控制的内容有自动换炉、自动燃烧和自动风温控制。

自动换炉: 根据人工设定时间或由 PLC 根据热风炉状态发出换炉指令, 各阀门按给定的程序自动地进行动作。

自动燃烧: 通过控制煤气热值、煤气压力、煤气流量和助燃空气过剩系数、拱顶温度和废气温度等参数, 使燃烧处于最佳状态。自动燃烧通常有三种控制方式:

1) 定时燃烧: 控制一定的燃烧时间。

2) 定温燃烧: 根据拱顶温度、废气温度和蓄热室下部温度判断蓄热状态, 控制其燃烧方式。



3) 热量控制燃烧: 在控制燃烧热值的同时, 监视拱顶温度、废气温度。

自动风温控制: 通过对混风调节阀的自动 PID 控制, 实现风温的自动控制。

热风炉操作控制: ①热风炉操作控制及工作方式控制, 如换炉作业、并联送风及各种休风作业。②热风炉燃烧控制, 如燃烧调整及预热换热控制。

### 3.3.3 煤气布袋除尘自动控制系统

煤气除尘最常见的是布袋除尘。布袋除尘是一种过滤除尘, 属于煤气干法除尘, 原理是经过重力除尘后的含尘煤气通过布袋时, 灰尘被截留在纤维体上, 而气体通过布袋继续运动。这种除尘方式可以省去脱水设备, 投资较低, 目前国内大多数高炉都采用这种除尘方式。

布袋除尘器主要由箱体、布袋、清灰设备及反吹设备等组成。每座高炉设立若干个除尘器, 通常为 8~10 个, 见图 6.2-32。

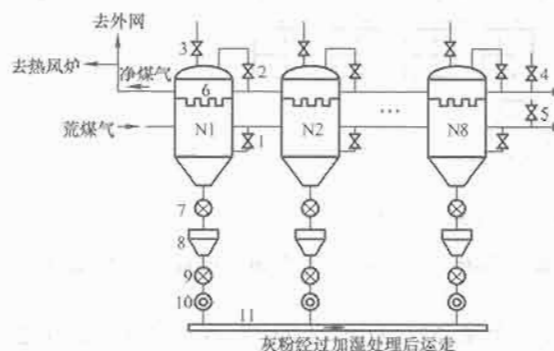


图 6.2-32 布袋除尘系统布置图

- 1—入口阀; 2—出口阀; 3—除尘器放散阀; 4—净煤气放散阀;  
5—荒煤气放散阀; 6—反吹管; 7—上卸灰阀; 8—中间灰斗;  
9—下卸灰阀; 10—给料器; 11—螺旋清灰器

基础自动化系统由一套 PLC 构成, 控制内容包括除尘器 8 个箱体的各进出口阀门, 布袋脉冲反吹过程控制, 清灰设备, 以及各箱体和管道中压力、流量、温度信号的检测。系统实现的控制功能:

(1) 由 PLC 直接采集的仪表信号有净煤气温度、荒煤气温度、净煤气流量、8 个箱体的进出口压差、荒煤气总管压力、净煤气总管压力等。

(2) 实现布袋除尘器箱体的自动在线连续反吹和手动连续反吹。

(3) 根据灰斗灰位实现自动卸灰。

### 3.3.4 煤粉喷吹自动控制系统

高炉喷吹煤粉技术这几年在国内日益兴起, 通过往高炉风口喷吹煤粉, 以煤代焦, 不仅可以节约焦炭, 降低成本, 又可以调剂炉况, 达到改进冶炼工艺的目的。

从制粉系统的煤粉仓后面到高炉风口喷枪之间的设施属于喷吹系统, 主要包括煤粉收集、煤粉喷吹、煤粉的分配及风口喷吹等。喷吹系统的布置一般分为串罐喷吹和并罐喷吹两大类。图 6.2-33 为并罐喷吹系统布置图。

整个煤粉喷吹自动化系统由一套 PLC 构成, 完成两个喷吹罐的称重, 罐内温度、压力, 压缩气包压力及流量, 各喷吹支管温度、压力、流量等参数的测量与信号采集; 应用 PID 调节控制煤粉喷吹量; 对喷煤量按班、日进行报表汇总; 对喷吹罐的各蝶阀、充压阀、均压阀、硫化器等设备的控制。

喷吹系统控制包括过程控制和程序控制。过程控制主要

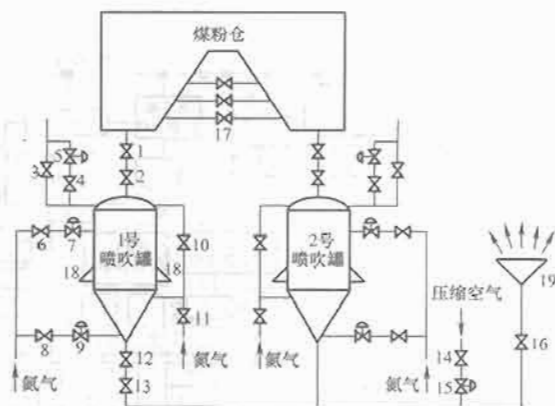


图 6.2-33 并罐喷吹系统布置图

- 1—粉仓下煤阀; 2—上钟阀; 3—大放散阀; 4—小放散阀;  
5—放散调节阀; 6—补压阀; 7—补压调节阀;  
8—底部硫化阀; 9—底部硫化调节阀; 10—上冲压阀;  
11—罐体硫化阀; 12—下煤阀; 13—切断阀; 14—二次补气阀;  
15—二次补气调节阀; 16—喷吹总管阀;  
17—粉仓硫化阀; 18—喷吹罐电子秤; 19—分配器

包括:

(1) 煤粉喷吹量的调节与控制。

(2) 中间罐和喷吹罐的重量和压力控制。

(3) 程序控制包括喷吹罐的自动加料操作、自动换罐、自动安全联锁和事故报警等操作, 并随时按小时、班、日进行生产报表生成和打印。

### 3.4 高炉过程自动化控制系统

高炉过程自动化控制由配置的各种计算机完成, 主要职能是:

(1) 采集高炉冶炼过程各种信息数据、整理加工、存储显示、通信交换以及报表生成与打印等。

(2) 对高炉冶炼过程全面监控, 通过数学模型计算对下列炉况进行预测预报和异常状况报警。

1) 铁水温度及生铁含硅量的数值预报, 炉热状态的监控。

2) 煤气流分布及布料控制。

3) 炉况诊断及综合评价。

4) 炉况顺行及异常炉况的监控与报警。

5) 炉衬侵蚀及热损失的监控。

6) 软熔带状况的监测。

(3) 炼铁工艺计算及离线模拟计算。

(4) 高炉冶炼技术经济指标、工艺参数及条件参数的计算与统计分析、优化统筹及规划等。

#### 3.4.1 计算机系统功能与配置

在高炉的计算机系统中一般不配置管理计算机, 对生产计划编制、工序间协调与调度, 以及对市场需求变化与营销策略变化和生产经营经济分析等功能, 一般由厂级管理计算机完成。

为了完成高炉基础自动化和高炉过程控制, 主要采取功能分散、操作集中的方式来完成它的职能, 在配置上采用分级系统或分布系统。

(1) 分级系统。分级系统即以各种分散控制系统 DCS 和 PLC 完成各局部子系统的操作控制; 而过程计算机则作为上位机, 集中处理和显示各种参数对其实时监控、通过数模计算发出操作指令等, 以及进行数据通信控制等。图 6.2-34 是宝钢 3 号高炉计算机系统分级配置的情况。

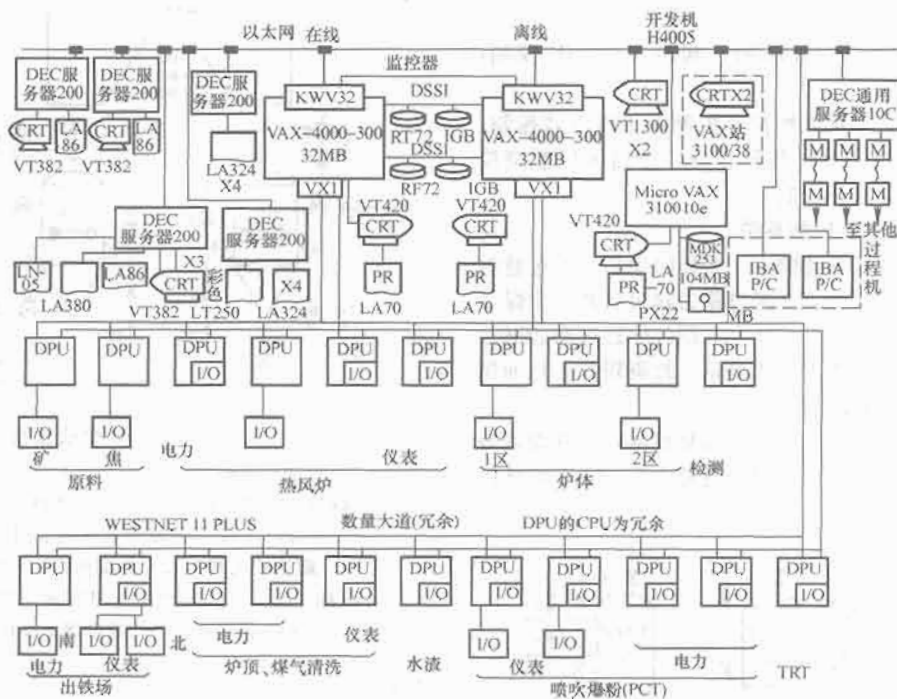


图 6.2-34 宝钢 3 号高炉计算机系统分级配置图

(2) 分布系统。分布系统是一种网络结构, 特点是没有过程计算机, 将其功能分散到局部网络工作站或集散系统工作站中, 随着网络技术和微机性能的迅速提高, 以多台微机为核心的分布式系统配置应用愈来愈广泛。

### 3.4.2 高炉专家系统及其构成

(1) 专家系统的基本知识。专家系统 ES ( Expert System) 是指在某些特定的领域内, 具有相当于人类专家的知识经验和解决专门问题的能力的计算机程序系统。专家系统不同于一般的计算机软件系统, 它具有的特点是知识信息处理、知识利用系统、知识推理能力、咨询解释能力。20 世纪 80 年代人们开始将专家系统引入高炉领域, 按高炉操作专家所具备的知识进行信息集合和归纳, 通过

推理做出判断,并提出处理措施,形成了高炉冶炼的专家系统。

人工智能 AI (Artificial Intelligence) 是模拟人类思维方式去认识和控制客观对象的技术, 如用神经网络技术去辨识客观事物的隐含规律, 用模糊理论去处理过程很复杂的控制问题。专家系统是人工智能技术的一个分支。近年来在高炉上应用的 ES 中也大量应用神经网络和模糊数学方法, 因此 ES 与 AI 系统并无严格区分。

专家系统的核心问题是对知识的处理,即知识的表达、推理方式和知识的获取等。

(2) 高炉专家系统的构成。典型的高炉专家系统构成如图 6.2-35 所示。它是在原高炉过程计算机系统中配备专用

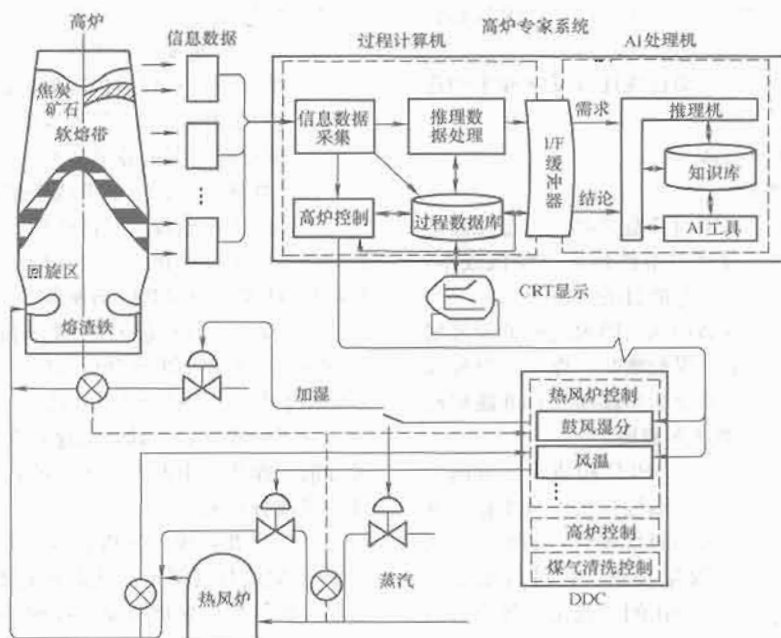


图 6.2-35 高炉专家系统构成



5) CS 计算机窗口。

6) 作为调度程序、消息管理等用的基础程序包 II。

7) 报表程序包和转接软件等, 高水平的软件开发平台从而有利于提高工程效率和质量。

(6) 具有 AI 专用开发工作站, 为完善高炉专家系统提供条件。

(7) 选用功能先进的新型设备, 如 Centum-CS 型 DCS 具有包括预测控制、模糊控制和自我调整等高级控制功能。

1 号高炉的过程级功能为: ①料仓数据管理; ②装入数据管理; ③热风炉数据管理; ④铁渣数据管理; ⑤数学模型(包括热风炉燃烧模型、炉热推断模型、GO-STOP 模型、软熔带推断模型、炉底侵蚀推断模型); ⑥工艺设备管理; ⑦高炉本体数据处理; ⑧煤粉喷吹管理; ⑨数据显示; ⑩数据记录; ⑪通信管理。

### 3.5.2 某钢厂 1 号高炉三电自动化系统

某钢厂 1 号高炉容积为 2000m<sup>3</sup>, 2004 年 2 月 29 日建成投产。自动化系统采用了 14 套西门子公司 S7-400PLC, 配置 21 套上位机, 以及以太网系统。控制内容包括高炉上料及炉顶装料炉顶压力系统、高炉热风炉系统、高炉本体控制系统、高炉水冲渣系统、高炉矿槽控制系统、出铁场及除尘系统、喷煤分配器系统、高炉煤气清洗系统、制粉系统、煤粉喷吹系统、高炉水处理系统等。系统配置见

图 6.2-37。

以太网系统由 15 台西门子 OSM 交换机和光纤组成的环形的冗余网络。

过程自动化系统配置了一套 Cited 公司的 Plant2 Business2.0 和一套大型关系型数据库 Oracle。

### 3.5.3 天铁 3 号高炉三电自动化系统

天铁 3 号高炉, 经过扩容大修, 于 2006 年 5 月 18 日重新投产, 大修后高炉容积为 721m<sup>3</sup>, 炉顶系统由原来的钟式布料改进为并罐无料钟炉顶布料。大修时自动化系统进行了更换, 其配置见图 6.2-38。

自动化系统分五个系统, 即槽下上料、炉顶装料、高炉本体、热风炉和喷煤系统。基础自动化系统共采用了 5 套 GE 9030PLC 结合 Truck 现场工业总线, 配置 10 套人机接口 (HMD 操作站, 以及以太网系统。采用 Truck 现场工业总线后, 大量的信号在现场就地进入总线模块, 再通过通信电缆传输到 PLC, 减少了现场电缆的敷设。人机接口画面基于 GE Cimplicity 组态软件开发, 在 Windows 2000 下运行。每套 PLC 配置两个以太网口, 其中一个连接于本高炉以太网, 实现各系统之间的数据通信; 另一个以太网口连接于 1000 兆以太网, 实现全厂高炉系统的联网。过程计算机系统, 如高炉专家系统, 通过 1000 兆以太网从 PLC 读取数据, 1000 兆以太网作为上级计算机系统的通信网络。

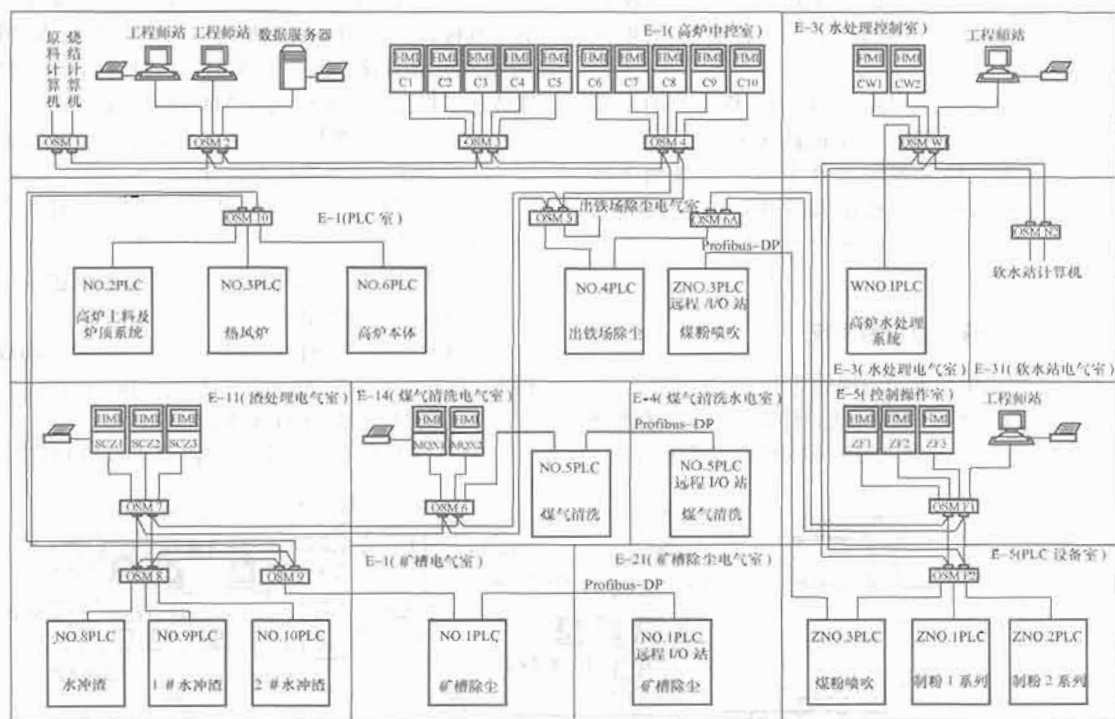


图 6.2-37 天钢 1 号高炉自动化系统

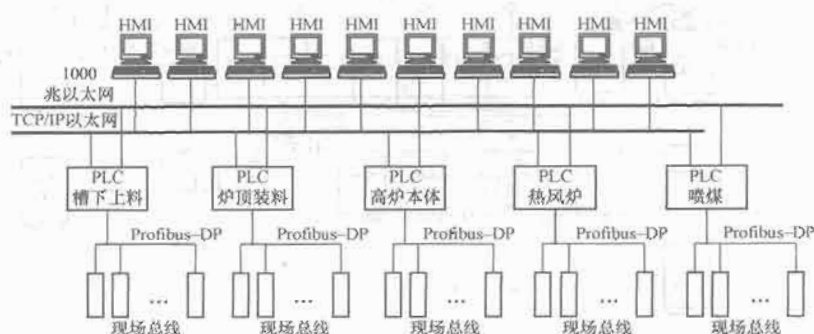


图 6.2-38 天铁 3 号高炉自动化系统



## 4 转炉炼钢中的应用

### 4.1 转炉炼钢生产设备的组成和生产工艺要求

转炉炼钢的基本任务包括脱碳、脱硫、脱磷、脱氧；去除有害气体和夹杂，提高温度，调整成分。炼钢过程通过供氧、造渣、加合金、搅拌、升温等手段完成炼钢基本任务。氧气顶吹转炉炼钢过程，主要是降碳、升温、脱磷、脱硫以及脱氧和合金化等高温物理化学反应的过程，其工艺操作则是控制供氧、造渣、温度及加入合金材料等，以获得所要求的钢液，并浇成合格钢锭或铸坯。

现代氧气顶吹转炉炼钢以转炉设备为主体，同时配备供氧、供料、出钢、出渣、注锭、烟气处理及修炉等作业系统，这些作业系统通过各种运输和起重设备把他们互相联系起来。

(1) 转炉炼钢作业系统的设备组成。转炉炉体主体设备，主要由转炉炉体（包括炉壳和炉衬）、转炉支撑系统（包括托圈、耳轴、及支座）、倾动机构等设备组成，如图 6.2-39 所示。

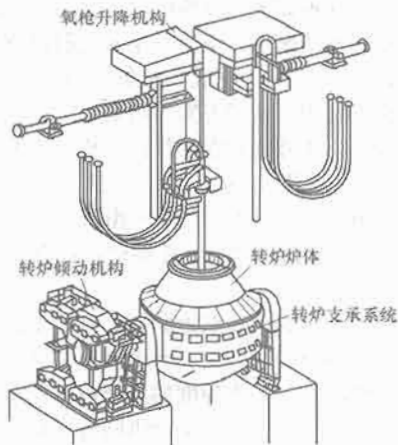


图 6.2-39 氧气顶吹转炉总图

作业系统设备包括：① 供氧系统设备。② 铁水供应系统设备。③ 散装原料供应系统设备。④ 废钢供应设备。⑤ 铁合金供应设备。⑥ 出渣、出钢和铸锭系统设备。⑦ 修炉机械设备。⑧ 烟气净化和回收设备。

(2) 转炉倾动机构。在转炉设备中，倾动机构是实现转炉炼钢生产的关键设备之一。转炉倾动机构一般由电动机、制动器、一级减速器和末级减速器组成，可分为落地式倾动机构、半悬挂式倾动机构、全悬挂式倾动机构以及液压传动的倾动机构。全悬挂式倾动机构具有结构紧凑、质量轻、占地面积小、运转安全可靠、工作性能好的特点。这种倾动机构多为大型转炉所采用。我国上海宝钢的 300t 转炉、首钢的 210t 转炉均采用了全悬挂式倾动机构。转炉倾动机构工作特点是：

1) 减速比大。转炉的工作对象是高温的液态金属，在兑铁水、出钢等操作时，要求炉体能平稳地倾动和准确地停位。炉体倾动速度一般为  $0.1 \sim 1.5 \text{ r/min}$ 。因此，倾动机构必须有很高的减速比，通常为  $700 \sim 1000$ 。

2) 倾动力矩大。转炉炉体的自重很大，再加上装料重量等，整个倾动部分的重量达到几百吨或上千吨。

3) 起动、制动频繁，承受的动载荷较大。在一个冶炼周期约 40min 的时间内，要完成加废钢、兑铁水、取样、测温、摇炉、出钢、出渣、补炉等一系列的操作，这些都涉及到转炉倾动的起动、制动。

4) 在炉口结渣的情况下，对传动而言，可能转变为位

能负载。

转炉倾动机构应满足转炉工艺操作的要求：

1) 能使炉体连续正反转  $360^\circ$ ，并能平稳而准确地停止在任意角度的位置上，以满足兑铁水、装料、取样、测温、出钢、出渣以及返回等工艺操作要求；此外，还要与吹氧管、烟罩提升机构等操作保持一定的联锁关系，以免误操作。

2) 机构操作要灵活。转炉在吹炼过程中一般应具有两种以上倾动速度和无级调速。转炉在出钢、出渣、测温取样时，要求平稳缓慢地倾动，以避免钢渣猛烈冲击而发生炉液严重喷溅和溢出。当转炉大幅度倾转时，应采用较快速度，以节约辅助时间，缩短冶炼周期。

3) 倾动机构必须安全可靠。由于转炉工作对象是高温钢液体金属，因此在生产过程中，应避免传动机构的任何环节发生故障；即使某一部分发生故障，也要求传动系统具有备用能力，能继续进行工作，直到本炉冶炼结束。

4) 倾动机构能适应载荷的变化和结构的变形。当托圈产生挠曲变形而引起耳轴轴线偏斜时，仍能保持各传动齿轮副的正常啮合；同时要使机构具有减缓动载荷和冲击载荷的性能。

(3) 吹氧装置。吹氧装置是转炉车间的关键设备之一。它由吹氧管、吹氧管升降机构和换枪机构三部分组成。从国内的使用情况来看，吹氧装置有两种类型：一种是垂直布置的氧枪升降装置，适用于大、中型转炉；另一种是立柱式（旋转塔形）升降装置，只适用于小型转炉。每座转炉设有两套吹氧装置，一个工作，另一个备用。当前，国内外氧枪升降装置的基本形式都相同，即采用起重卷扬机来升降氧枪。某厂 300t 转炉双卷扬型吹氧装置如图 6.2-40 所示。

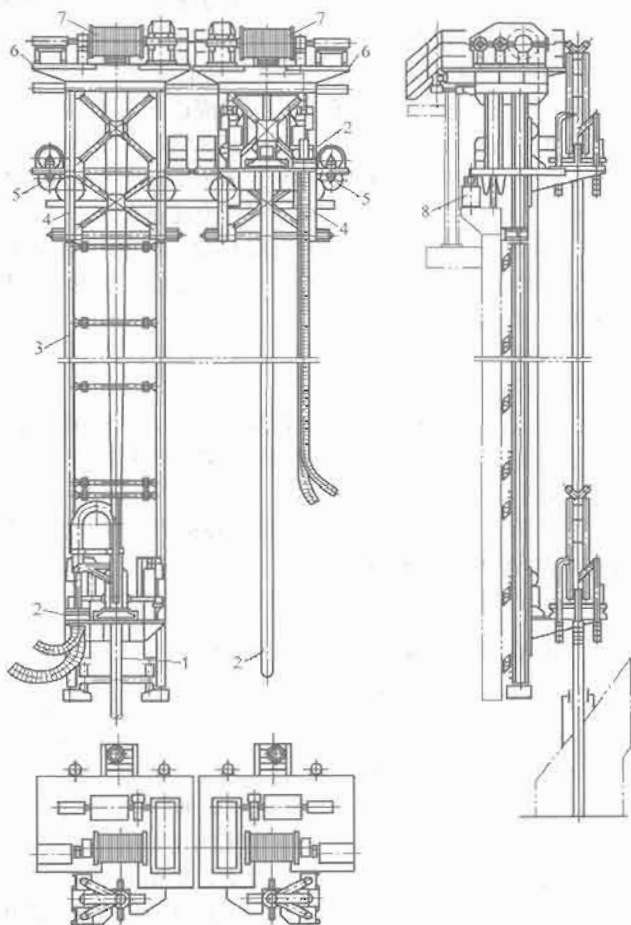


图 6.2-40 某厂 300t 转炉双卷扬型吹氧装置

1—吹氧管；2—升降小车；3—固定导轨；4—活动导轨；5—移小车传动装置；6—横移小车；7—升降卷扬机；8—锁定装置

为了适应转炉吹炼工艺的要求,在吹炼过程中,氧枪需要多次升降以调整枪位。转炉对氧枪的升降机构和更换装置提出以下要求:

1) 应具有合适的升降速度并可以变速。冶炼过程中,氧枪在炉口以上应快速升降,以缩短冶炼周期。当氧枪进入炉口以下时,则应慢速升降,以便控制熔池反应和保证氧枪安全。目前国内大、中型转炉氧枪升降速度,快速高达 50m/min,慢速为 5~10m/min;小型转炉一般为 8~15m/min。

2) 应保证氧枪升降平稳、控制灵活、操作安全。

3) 结构简单、便于维护。

4) 能快速更换氧枪。

5) 应具有安全连锁装置。为了保证安全生产,氧枪升降机构设有安全连锁装置:① 当转炉不在垂直位置(允许误差 $\pm 3^\circ$ )时,氧枪不能下降。当氧枪进入炉口后,转炉不能作任何方向的倾动;② 当氧枪下降到炉内经过氧气开、闭点时,氧气切断阀自动打开,当氧枪提升通过此点时,氧气切断阀自动关闭;③ 当氧气压力或冷却水压力低于给定值,或冷却水升温高于给定值时,氧枪能自动提升并报警;④ 副枪与氧枪也应有相应的连锁装置;⑤ 车间临时停电时,可利用手动装置使氧枪自动提升。

氧枪各操作点标高的确定原则:

1) 最低点。最低点是氧枪下降的极限位置,其位置取决于转炉的容量。氧枪最低点距熔池钢液面,对于大型转炉,应大于 400mm,而对中、小型转炉应大于 250mm。

2) 吹氧点。此点是氧枪开始进入正常吹炼的位置,又叫吹炼点。这个位置与转炉的容量、喷头类型、供氧压力等因素有关,一般根据生产实践经验确定。

3) 开、闭氧点。氧枪下降至此点应自动开氧,氧枪上升至此点应自动停氧。开、闭氧点位置应适当,过早地开氧或过迟地停氧都会造成氧气的浪费,若氧气进入烟罩也会引起不良影响;过迟地开氧或过早地停氧也不好,易造成氧枪粘钢和喷头堵塞。一般开、闭氧点可与变速点在同一位置。

4) 变速点。在氧枪上升或下降到此点时就自动变速。此点位置的确定主要是保证安全生产,又能缩短氧枪上升和下降所占用的辅助时间。

5) 等候点。等候点位于炉口以上。此点过高会增加氧枪上升和下降所占用的辅助时间。

6) 最高点。最高点是氧枪在操作时的最高极限位置,它应高于烟罩上氧枪插入孔的上缘。检修烟罩和处理氧枪粘钢时,需将氧枪提升到最高位置。

7) 换枪点。更换氧枪时,需将氧枪提升到换枪点。换枪点高于氧枪操作的最高点。

氧枪在行程中各操作点的位置如图 6.2-41 所示。

## 4.2 转炉倾动机构的传动自动化系统

(1) 转炉倾动机构的调速方案。为了适应转炉快速和慢速倾动的要求,目前广泛采用直流电动机或交流电动机一行星差动轮系两种方式进行调速。

1) 直流电动机调速方案。转炉倾动机构采用直流电动机配合简单的圆柱齿轮传动,即可实现连续调速,且直流电动机过载能力强、加速和减速过程稳定,操作方便、安全可靠。随着变频控制技术的发展,采用变频电动机替代直流电动机已成趋势。但变频调速系统的电气设备较为复杂,所需投资较高。

2) 交流电动机一行星差动减速器的变速方案,它是一

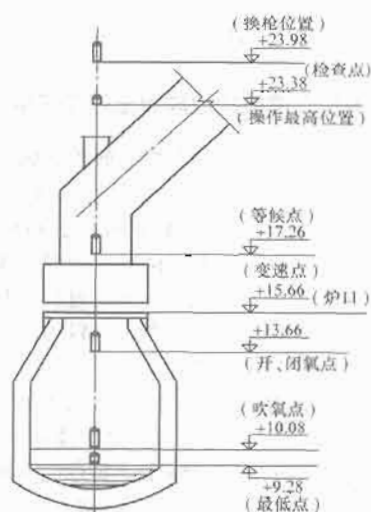


图 6.2-41 氧枪在行程中各操作点的位置

种机械和电气相结合的变速方案,倾动机构由大、小两个交流电动机驱动。这种方案与直流电动机驱动方案比较,在电动机总容量相同的情况下,交流驱动的电设备容量可减少到直流驱动的 1/3~1/4,电气和机械设备的重量也大为减轻,可节约投资费用。这种方案目前多用于中小型转炉的倾动机构中。此外,国外也有在转炉倾动机构中采用交直流混合一行星差动轮系传动的方案。如曾在 250t 转炉上用 160kW 的交流电动机驱动,使转炉作 1r/min 的快速倾动。而慢速采用 46kW 的直流电动机驱动,可获得 0.01~0.1 r/min 的倾动速度。

(2) 单驱动、多驱动和双边驱动。早期小容量转炉的倾动机构曾采用过单驱动——由一台电动机驱动。为了保证转炉倾动机构工作时具有最大程度的安全可靠,较大容量的转炉均采用双驱动——由两台电动机同时驱动。从安全角度来看仅有电动机的备用能力是不够的,为了防止传动件和轴承等零件损坏,通常还采用两套或两套以上的机械传动装置。大型转炉还采用多点啮合,即多电动机驱动。通常有 4 驱动、6 驱动和 8 驱动,甚至 12 驱动。多驱动机动性强,有共用备品和备用能力强。至于驱动数目多少,要视炉子容量而定。若从结构配置的角度来看,200~300t 级的转炉,其倾动机构采用 4 驱动较为合适。为了进一步减小传动装置中大零件的尺寸,更合理地利用托圈部件的传动能力,提高机构的安全可靠性,有的倾动机构还采用双边驱动,即由两端耳轴同时输入传动力矩。

(3) 转炉倾动机构的传动自动化系统例。某钢厂 210t 转炉倾动采用 4 台 55kW 变频电动机驱动。转炉倾动选用一台西门子公司 6SE70 系列变频器,拖动 4 台电动机的控制方案,加备用变频柜和切换柜,形成一用一备方式,可以互相切换,转炉倾动传动装置受控于转炉 PLC 程序。单台电动机故障,倾动系统仍可以继续工作,完成本炉的出钢。氧枪和转炉本体均属位能负载,其驱动电动机经常处于发电状态。为使氧枪、转炉本体停车准确,制动迅速,我们选用了与变频器配套的制动电阻和制动单元吸收由机械能转换而来的电能。

转炉倾动采用无极调速方式,正反 360°均可工作。

操作方式:可三地进行,控制权的设定在主控室完成。

主控室操作台:具有控制权设定的功能,主要用于兑铁水,加废钢等操作。

炉前操作台:用于控制出渣、测温、取样等。

炉后操作台：主要用于控制出钢。

转炉倾动主要操作联锁和信号：①活动烟罩处于上级限位位置时，转炉才能倾动。②氧枪处于待吹点以上时，转炉才能倾动。③稀油润滑站运行正常，转炉才能倾动。运行中稀油站故障时，可排除此联锁。④转炉摇至 $+120^{\circ}$ 和 $-120^{\circ}$ 时，自动停止倾动，在炉前、炉后操作台上，解除此联锁后可超过此角度倾动。设置音响信号，通知出钢、出渣。⑤转炉倾动从任何位置转到零位（ $\pm 2^{\circ}$ ）均可自动停止。设有“回零”按钮，保证任何情况，安全准确回零位。⑥转炉在出钢位、倒渣位以及溅渣护炉时，二文喉口调小，风机低速运转。⑦当转炉在零位（ $\pm 2^{\circ}$ ）时，向主控室发出信号，允许氧枪、活动烟罩下降，以及允许散装料加入。

转炉倾动装置保护：①设置了低转矩检测。②设置了低转速检测。③抱闸工作条件：零给定，转速低到设定值时抱闸；故障跳闸；紧急停车。

转炉倾动传动系统单线图如图 6.2-42 所示。



图 6.2-42 倾动传动系统单线图

### 4.3 转炉氧枪升降传动自动化系统

为确保生产、设备安全，A、B 枪的交流变频装置互为备用并可切换，即每台变频器均可 A 或 B 单独供电，并设有氧枪事故提升功能，来自自备电厂专用电源为其供电。变频器选用 6SE70 系列变频器，满足自动提枪和手动提枪的要求。

(1) 控制方式。

- 1) 主令操作，人工控制。
- 2) 键盘输入，自动进行速度给定。

CRT 有实际枪位显示，直接点击换枪点、待吹点和吹炼点（可随时修改），氧枪自动到达设定位置，氧枪的快慢速转换，开关氧气阀门自动进行。

(2) 氧枪控制操作联锁。

- 1) 转炉不在垂直位置，氧枪不能由待吹位置下降。
- 2) 氧枪喷头在待吹 h3 位以下时，转炉不能转动。
- 3) 只有氧枪处于上级限位位置 h1 时，横车才能移动。

4) 氧枪下降经过 h4 位时（吹氧点），快速氧气切断阀自动打开，上升时经过此点快速切断阀自动关闭。

5) 氧枪经过 h5（变速点）自动变为慢速，提升不受此限制。

(3) 氧枪升降装置的保护。

- 1) 设置了低转矩检测。
- 2) 设置了低转速检测。
- 3) 抱闸工作条件：零给定，故障跳闸，紧急停车，氧枪停止。
- 4) 氧枪事故提升功能。

氧枪传动系统单线图如图 6.2-43 所示。

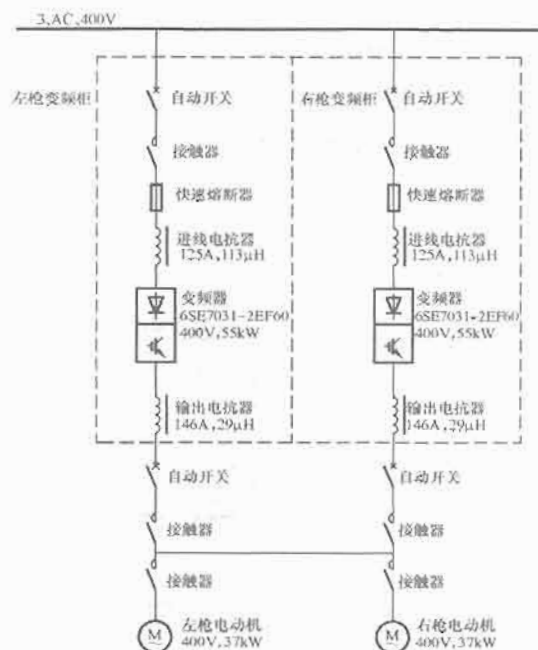


图 6.2-43 氧枪传动系统单线图

### 4.4 转炉基础自动化系统

基础自动化包括电气和仪表两部分，直接面向生产过程，完成整个生产过程的顺序控制和连续调节控制，操作人员通过人机接口可进行人机对话，修改过程参量和改变设备的运行状态，监视整个生产过程。

转炉基础自动化系统的控制范围包括转炉本体、熔剂系统、汽化冷却系统、合金系统、除尘系统等。

转炉基础自动化系统由一套西门子公司的 PLC S7-400 组成。

(1) 基础自动化系统功能：

- 1) 设备控制，包括逻辑顺序控制和回路调节。
- 2) 过程信号的采集与处理。
- 3) 过程参数的设定和监视。
- 4) 操作监视，包括动态模拟图，控制回路显示，趋势曲线等。
- 5) 报警。

(2) 操作方式：

1) 自动方式。各设定值由保存在基础自动化系统中的文件给出并由 PLC 自动进行控制，操作员可以修改这些数据且必须最终确认。

2) 半自动方式。设定值由操作员从操作站上人工输入，由 PLC 进行自动控制。

3) 手动方式。操作员直接操作各设备，但保留生产状

态下设备之间的联锁关系。

4) 检修方式。通过机旁操作箱直接操作设备的运转,除保留部分必要的设备联锁外,解除其他设备联锁。

(3) 画面。为便于操作员对生产过程进行监视和操作,提供以下几种画面:

- 1) 工艺流程图及设备运转监控(动态模拟,数据刷新)。
- 2) 各设备的操作。
- 3) 控制回路监控(含设定值、过程变量、输出值的棒图和数值)。
- 4) 趋势曲线(当前趋势和历史趋势)。
- 5) 过程参数报警。
- 6) 工艺参数修改。
- 7) 控制程序的简单修改。

(4) 报警。在本区域产生的报警都由本站完成,各报警是根据事先确定的级别进行划分的。

自动化系统构成如图 6.2-44 所示。

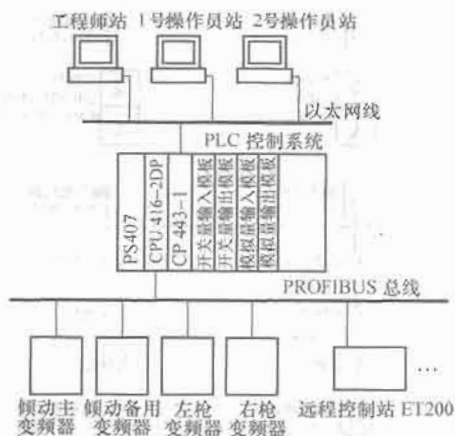


图 6.2-44 自动化系统构成

## 5 轧钢工业的应用

### 5.1 轧机设备的组成及电气传动自动化系统

#### 5.1.1 生产设备的组成

轧钢是指各类通过生产设备将原始材料,采用轧制方法制成钢材的生产环节。目前钢铁生产总量中的90%为各类的钢材制品,其生产设备组成及分类包括:

开坯轧机,包括初轧和板坯轧机,主要产品为55mm×55mm~150mm×150mm方坯或坯重约45t的120mm×120mm~450mm×450mm初轧方坯。75~300mm(厚)×700~2050mm(宽)板坯,由于生产技术的进步目前大多已被连铸生产方式取代。

型钢轧机,包括棒线、型钢和轨梁轧机,主要产品为8~80mm方钢、圆钢,50mm×50mm~100mm×100mm角钢,高120~300mm工字钢或槽钢,38~75kg/m重轨及φ5mm~φ22mm各类棒线材等。

热轧板带轧机,包括中板、厚板及宽带钢热轧等,中板轧机的厚度4~60mm、宽度500~5300mm,宽带钢热轧轧机厚度通常1.2~16mm、宽度600~2300mm,当前发展的短流程薄板坯连铸连轧最小带钢厚度已达1.0mm以下,可实现以热代冷弥补冷轧生产能力不足。

冷轧板带轧机,包括单张或成卷生产的冷轧或连轧机及箔带轧机,主要产品一般冷轧机的最小厚度0.2mm、宽度

600~2300mm,箔材厚度范围0.2~0.0015mm。

热轧钢管轧机,包括直缝焊管、螺旋焊管及无缝钢管轧机,主要用于石油、锅炉及各类气液体介质输送等,产品范围如168连续轧管机管径范围φ80mm~φ165mm,及其他大直径特殊壁厚产品。

#### 生产工艺流程:

(1) 依机座排列和生产流程顺序,分为横列式或纵列式布置的单独传动或连续式多机架连轧机,见图6.2-45。

1) 单机架布置为轧制生产最简单的一种,轧件只在一个机架内往复轧制,如各类开坯及粗轧机。

2) 多机架布置如早期建设的某些棒材、中小型型钢或轨梁轧机,轧制线由若干机架组成,有时一个机架还可能出现多架轧制的横向布置,优点是占地小、设备少、投资省,缺点是轧制过程中轧件需要横向移动,效率低目前已很少应用。

3) 单独传动的连续布置,如棒线连轧或带钢轧机,坯料可顺次进入多个机座形成连续性轧制,依据坯料的变形情况,可单独设置不同的轧制速度,生产效率高。

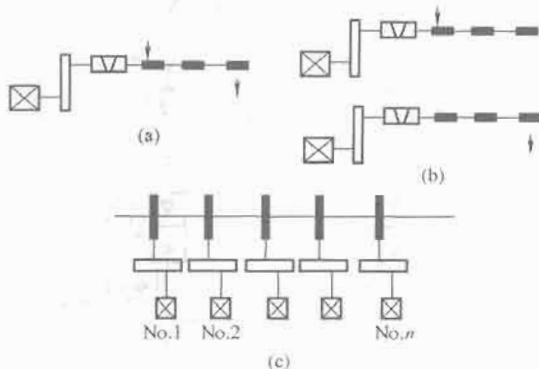


图 6.2-45 轧机工作机座布置示意

(a) 单机架布置; (b) 多机架布置; (c) 单机架轧机纵列布置

(2) 以宽带钢热轧连轧机为例的生产工艺,按生产流程可分加热区、粗轧区、精轧区和卷取区,通常的生产设备布置如图6.2-46所示。其中粗轧区依据生产能力和产品规格,又可分为全连续式、半连续式以及3/4连续式,如图6.2-47所示。

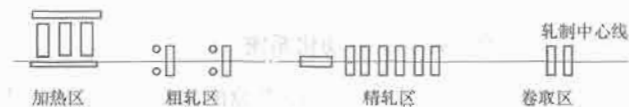


图 6.2-46 带钢热轧连轧机轧线设备示意

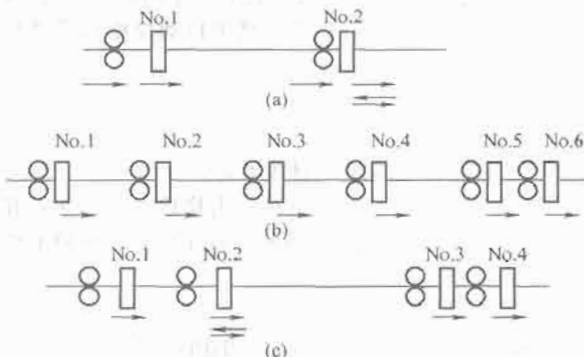


图 6.2-47 粗轧机架(六道次轧制)典型布置

(a) 半连续式; (b) 全连续式; (c) 3/4连续式



1) 全连续式带钢热连轧机, 工件在粗轧机架内只轧制一次, 每个机架的传动方案均采用不可逆方式, 优点是效率高、温降小, 但设备多、占地面积比较大。

2) 半连续式带钢热连轧机, 粗轧通常由一架立辊轧机和二辊、四辊各一架组成, 工件可以在一个或者两个机架内都往复轧制。因此, 要求正反转的机架采用可逆传动方案, 和快速的压下传动系统。其缺点是粗轧机组的轧制周期比精轧组长, 效率低温降大, 适用于产量不高但规格品种较广的生产设备中采用。

3) 3/4 连续式带钢热连轧机, 粗轧通常由四架轧机组组成, 但其中只有一架一般是第二架为正反转可逆轧制, 采用可调速的可逆传动方案和快速压下传动, 由于温降小、生产效率高, 在很多带钢热连轧机中被普遍采用。

随着高质量板材需求的不断增长, 以及电气传动自动化技术的迅猛发展, 带钢热连轧机的电气装备水平, 已成为当今在钢铁工业中应用的热点, 并受到业内人士的普遍关注。

### 5.1.2 现代生产技术和电气传动设备

以板带轧机生产为例, 产品按厚度划分:

(1) 中厚板: 厚板厚度 60~20mm、中板厚度 20~4mm。

(2) 热轧冷轧薄板: 厚度 4.0~0.2mm, 其中厚度 2.0mm 以上, 大多采用热轧方式生产, 当前发展的短流程薄板坯连铸连轧最小带钢厚度已达 1.0mm 以下, 可实现以热代冷弥补冷轧生产能力不足。

(3) 箔材: 厚度 0.2mm 以下均用冷轧方式生产。

随着人们生产活动和轧制技术的不断发展, 传统宽带钢热连轧机产品厚度下限值不断降低。例如十年前我国宽带钢的热轧产品厚度下限值 1.8mm, 其中 1.5mm 以下产品仅占总量的 0.3% 以下, 厚度 1.5mm~2.0mm 约占 10%, 大部分产品为 2.0mm 以上, 市场上对薄板的需求, 不得不依赖于“以冷代热”方式解决, 造成制造业成本的上升。因此, 轧钢工业的现代生产技术, 主要围绕着生产宽带钢热连轧机 0.7~0.8mm 厚度的薄带产品中。以欧洲钢铁业生产为例, 冷轧薄板有 27% 产品, 已由厚度下限为 1.2mm 的热轧板取代。我国经过多年发展目前已出现明显好转。

围绕着现代生产工艺和技术装备, 大量采用的新技术主要包括: 连铸热装热送和直接轧制; 无头轧制可提高成材率和生产率; 在线调宽和板坯大侧压技术, 粗轧机设大型立辊或定宽压力机, 最大有效侧压达 300mm; 板形控制, 提高成材率和质量; 宽度控制、厚度控制、带钢温度和各类模型控制等。

随着生产技术和设备水平的提高, 电气传动和自动化配套设备的装备水平和面貌亦发生了翻天覆地的变化, 取得了很大的进步。例如高新电力电子、现代交流调速、数字控制器以及大量数字计算机, 远程智能型自动化系统得到了普遍应用。当前电气传动和自动化系统的技术水平和装备特点:

(1) 主电动机传动系统普遍采用交流调速, 传统的交流机组或直流变流器供电的直流电动机系统, 已经被各类新型交流电动机调速系统取代, 主要理由有以下几点:

1) 交直流电动机传动能耗对比, 以某宽带钢热连轧机的主传动电动机为例, 见表 6.2-8。

2) 技术指标和性能对比, 见表 6.2-9。

3) 随着交流传动的普及和发展, 目前采用直流传动的总投资和投产后勤维修费用已超过交流传动, 特别是对于动态性能较高或  $GD^2$  值小的系统, 直流传动大多采用双电枢方式, 造成投资费用的急骤增加。

表 6.2-8 交直流电动机传动能耗对比

电动机传动类型	直流电动机传动	交流电动机传动
功率(kW)	2×4500(双电枢)	9000(单电枢)
最大过载(%)	200	200
转速(r/min)	250~578	250~578
电压(V)	1184	1650(19.2Hz)
效率(%)	95	98.1
总损耗(kW)	2×310	316
冷却水(m³/h)	107	55
$GD^2(\times 10^4 \text{ N} \cdot \text{m}^2)$	19.2	4.3

表 6.2-9 技术性能对比

电动机调速类型	直流调速系统	交流调速系统
电动机电压(V)	1200	1500~6000
功率因数(%)	0.7	0.6~1.0
变频器效率(%)	0.98	0.96~0.97
调速范围(%)	0.1~100	0~100
调速精度(%)	±0.01	±0.01
速度响应(rad/s)	15~30	40~100

(2) 现代电力电子和大功率变频器得到普及推广, 以高电压、大功率、集成化和智能型控制的电力电子器件为核心的各类变频调速装置的出现和发展, 促使钢铁工业电气传动设备, 由传统晶闸管控制向具有更优良性能的可关断型电力半导体器件过渡。另外, 脉宽调制 PWM 技术的出现和发展, 使得传统的调压调频在逆变电路中得以一次完成, 减少了电路的复杂性。目前普遍应用的电力电子器件门类包括:

1) 晶闸管类器件: 晶闸管 SCR (Thyristor)、门极可关断晶闸管 GTO (Gate Turn-off Thyristor)、集成门极换向晶闸管 IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) 等。

2) 晶体管类器件: 绝缘栅双极晶体管 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)、注入增强型绝缘栅晶体管 IEGT (Injection Enhanced Gate Transistor) 等。

由上述大功率电力电子器件组成的变频传动系统的设备容量和调频范围如图 6.2-48 所示。

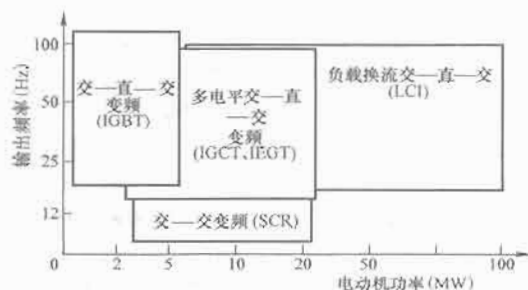


图 6.2-48 大功率变频器的功率和转速应用范围

(3) 以高新科技为先导的新技术群的应用, 改变了宽带钢热连轧机电气传动自动化系统的原有面貌:

1) 早期 (20 世纪 60 年代前), 生产能力 100 万~200

万 t/年、精轧最高出口速度 10~12m/s、最大钢卷质量 6~13.6 吨;机组或水银整流器直流传动,电子管或磁放大器闭环控制,自动化系统增添厚度控制 AGC,改善冷轧供料质量,设有简单轧线仪表传感器等。

2) 第二代轧机(20 世纪 60 年代起),生产能力 200 万~350 万 t/年、精轧最高出口速度 15~21m/s、最大钢卷质量 35t;晶闸管整流器直流传动,半导体线性放大器电路,电子最佳调节。自动化系统在自动厚度控制基础上,通常精轧机组增添计算机控制。

3) 第三代轧机(20 世纪 70 年代后期),生产能力 240~450(600)万吨/年、精轧最高出口速度 20~27m/s、最大钢卷质量 45 吨;直流电动机传动逐步由高性能交流电动机传动系统取代,现代电力电子全控型脉宽调制 PWM 变频变频器替代相控晶闸管,微机全数字控制、矢量控制及多种类型的现代控制理论得到了普遍应用,功率因数改善及供电系统的谐波治理得到普遍重视;自动化系统在原有基础上,普遍提升为全线计算机控制,增添实现各类工艺过程的智能模型,采用计算机进行生产过程监控、生产设备及合同管理等。

轧钢电气传动和自动化系统的技术方案和应用详见本章相关部分。

### 5.1.3 变频调速系统主回路方案选择

(1) 交流调速系统变频器。依据主电路结构和使用的电力电子开关大体分为:

1) 交—交直接变频器。其他的开关器件为大功率晶闸管,变频器由三套反并联可逆三相可控整流组成,优点是过载能力强、效率高、波形好,缺点是频率调节上限不超过 20Hz(小于电网频率 1/2,4 极交流电动机最高转速低于 600r/min),电网功率因数低,旁频谐波影响大,适于大过载和负载剧烈变化及有四象限频繁可逆运转的场合,例如低速大功率轧机主传动,详见本卷第 4 篇相关部分。

2) 交—直—交电流型负载换流变频器(LCI)。它由整流器、逆变器和中间电路平波电抗器组成,逆变器的开关器件采用大功率晶闸管,晶闸管换流通过负载同步电动机转子励磁,对定子电路产生的容性无功功率,实现晶闸管强制关断,亦叫负载换流逆变器 LCI。由于从结构上可以把转子位置检测器同逆变器一并视为直流电动机的电刷和换向器,同时变频器输出电流的幅值由整流器来控制,其原理同于直流传动。因此,通常亦称为“无换向器电动机”。其优点是频率调节的上限值不受限制,适用于高转速变频系统,缺点是过载能力小(120%~150%),低频运转转矩脉动大,适用于四象限可逆大功率高转速系统,例如高速冷轧机主传动,详见本卷第 4 篇相关部分。

3) 电流型 PWM 变频器,有别于负载换流电流型变频器(LCD),电流型 PWM 变频器采用可关断器件和 PWM 控制。变频器的输出端需设置电容滤波器,以缓冲开关器件换相过程对变频器和电动机的电压冲击。这种电路的主要优点:中间直流回路有电抗器,不怕逆变器直通。不需要外加电路就可实现负载机械能的转换,实现四象限可逆运行,变频器输出电流由整流电路决定,输出电压接近正弦,适用于普通交流电动机。目前,中压电流型变频方案采用 SGCT 被称为对称门极换相晶闸管(直接反向并联 IGCT),输出电压 6.9kV。由于整流器采用 PWM 脉冲宽度调制,直流母线电压不受电动机转速影响,功率因数可调(或保持功率因数=1)。缺点:直流回路储能元件为电感,尺寸大;目前所用开关器件 SGCT 比较特殊,应用少,价格较普通 IGCT 高。

4) 低压交—直—交电压型变频器。它由整流器、逆变器和中间回路电容器组成,逆变器的开关器件采用可关断电力电子器件,两电平拓扑以及 PWM 脉冲宽度调制。其优点是频率调节的上限值不受限制,适用于高速变频系统,缺点是过载能力小(120%~150%范围),低频运转转矩脉动大。对于简单不频繁调速的单机应用,其变频器通常采用二极管 6 脉动整流器+制动斩波器(吸收制动能量)+逆变器的方案;对于较高调速要求或频繁调速的单机应用,其变频器通常采用 AFE 有源前端两电平整流器+两电平逆变器的方案,实现电动机快速再生制动,适用于四象限可逆运行;详见本卷第 4 篇相关部分。此外,对于生产线多电动机调速应用,通常采用一套大功率晶闸管整流器和一套大功率晶闸管逆变器,以及自耦变压器等构成的公共可逆整流器,可逆整流器输出连接到公共直流母线,数台或数十台两电平逆变器并联在该公共直流母线上,每台逆变器驱动一台电动机。其优点是同一公共直流母线上的逆变器之间能量可相互流动,当部分运行于电动、部分运行于发电状态时,整流器输出功率降低,合理配置公共直流母线上的逆变器,利于节能和减小整流器、进线变压器的功率。

5) 中压交—直—交电压型变频器。它由整流器、逆变器和中间回路电容器组成,逆变器的开关器件采用可关断电力电子器件,目前主流方案采用二极管中点钳位的三电平拓扑以及 PWM 脉宽调制。与两电平系统相比,主要优点是输出电压高,输出线电压波形更接近正弦波,输出谐波大大减小,适用于大功率变频系统。对于简单不频繁调速的应用,其变频器可采用二极管 18 或 24 脉动整流器+制动斩波器(吸收制动能量)+逆变器的方案;对于高精度调速要求的应用,其变频器通常采用三电平整流器+三电平逆变器的背靠背拓扑方案,实现电动机快速再生制动的四象限可逆运行,适用于大型冷连轧机主传动、大型热连轧机主传动等,详见本卷第 4 篇相关部分。

(2) 电力电子器件性能综合比较。交流调速变频器的发展和技术水平,取决于电力电子器件的制造能力和发展。图 6.2-49 表示当前用于变频调速的主要开关器件的制造水平。这些器件的性能及综合比较见表 6.2-10。其中 GIO 已逐渐被 IGCT、IEGT 替代。

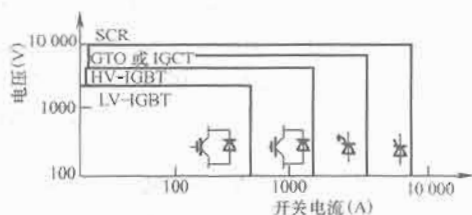


图 6.2-49 当前用于变频调速的主要开关器件的制造水平

表 6.2-10 电力电子器件性能综合比较

基本性能		器件	特点	开关损耗	导通损耗	短路保护
晶体管	由门极电压控制开、断,控制功率小,开关频率高	LV-IGBT	模块结构,价格优势	低	高	有
		HV-IGBT	模块结构,主流器件	低	高	有
		IEGT	高功率,注入增强型 IGBT	中等	中等	不能

续表 (主要指IGCT)、需要压装。目前主流器件为4.5kV/4kA,

基本性能	器件	特点	开关 损耗	导通 损耗	短路 保护
晶 闸 管	GTO	需要大的缓冲吸收电路	高	低	不能
	IGCT	高功率, 应用主流	中等	低	不能
	SCR	需强制换流	低	低	不能

主要用于制造三电平中压变频器。该档变频器输出电压3~3.3kV, 输出容量最大30MVA。当采用三电平桥串联时, 输出电压可达6.6kV。

4) 晶闸管SCR。主要优点是耐压高、电流大、通态压降小(损耗小)、缓冲简单。缺点是需要强制关断和需要压装。目前主流器件为4.2kV/4kA, 主要用于交-交变频器。该档变频器输出电压1650V, 输出容量最大50MVA。

随着矢量控制、数字控制技术和电力电子技术的发展, 更大功率、更高精度以及性价比更具吸引力的交流调速成套设备不断出现, 并在轧钢工业中得到应用。

## 5.2 轧制力计算和电动机容量选择

根据轧件的材质、温度、轧制规程等计算轧钢电动机的容量是个复杂而重要的问题。电动机容量过大, 不经济; 电动机容量小, 不能保证正常生产。经过多年的实践, 目前广泛采用实测曲线计算法, 即实测现有轧机的轧制功率, 经整理得出轧制功率经验曲线, 再根据所排列的轧制规程, 计算出轧制功率, 如单位能耗法(SPC)等理论计算式。

(1) 轧制力理论计算公式。为计算轧制功率, 必须先计算轧制力和轧制转矩。表6.2-11和表6.2-12分别列出了轧制力和轧制转矩的理论计算公式。

表 6.2-11

轧制力计算公式

序号	公式名	公 式	备 注
1	Ekelund (热轧)	$F = b_{av} \sqrt{R\Delta h} \left( 1 + \frac{1.6\mu \sqrt{R\Delta h} - 1.2\Delta h}{h_1 + h_2} \right) \left( \sigma + \frac{2\sigma_0 \sqrt{\Delta h/R}}{h_1 + h_2} \right)$ $\sigma = (14 - 0.01t)(1.4 + C\% + Mn\%)$ $\varepsilon = 0.01(14 - 0.01t)$ $\mu = 1.05 - 0.0005t \text{ (钢锭)}$	$F$ ——轧制力 $b_{av}$ ——轧制平均宽 $R$ ——轧辊半径 $\Delta h = h_1 - h_2$ , 压下量 $h_1$ ——入口厚 $h_2$ ——出口厚 $R'$ ——考虑弹性压扁时轧辊半径 $t$ ——轧件温度 $C\%$ ——含碳量 $Mn\%$ ——含锰量 $v$ ——轧件圆周速度 $s$ ——轧件变形抗力 $h_\varphi$ ——中性点轧件厚 $g = \frac{nL}{h_2}$ $\alpha$ ——咬入角 $b$ ——轧件宽度 $\gamma = \frac{h_1 - h_2}{h_1}$ 压下率 $L = \sqrt{R\Delta h}$ 接触弧长投影 $\mu$ ——轧辊与轧件摩擦系数 $h_m = \frac{h_1 + h_2}{2}$ 轧件平均厚度 $x$ ——张力修正项 $D_p$ ——摩擦系数修正项 $a$ ——常数, 一般取 $a = 10/3$ $f_b$ ——后张力 $f_l$ ——前张力 $s_1$ ——轧辊入口面轧件变形抗力
2	Simms (热轧)	对单位宽度 $F = RS \left( \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{h_2}{R}} \lg \frac{1}{1 + \gamma} - \frac{\pi}{4} \alpha - \ln \frac{h_1}{h_2} + \frac{1}{2} \ln \frac{h_1}{h_2} \right)$	
3	Qrowan/ Pascoe	宽带钢 $F = sbL \left( 0.8 + \frac{L}{4h_2} \right)$ 窄带钢 $F = sb_{av}L \left[ 0.8 + 0.5g - \frac{h_{av}}{sb_{av}g} (g - 0.2)^3 \right]$	
4	比尔公式 (冷轧)	对单位宽度 $F = sx \sqrt{R'\Delta h} D_p$ 式中 $x = 1 - \frac{(a-1)f_b + f_l}{2s}$ $D_p = 1.08 + 1.79\eta \sqrt{\frac{R'}{s_1}}$	

表 6.2-12

轧制转矩计算公式

序号	公式名	公 式	备 注
1	Ekelund (热轧)	$\Sigma M = M_m + M_s = M_s + 1.1F(\sqrt{R\Delta h} + \mu_1 d)$	$M_m$ ——轧制转矩 $F$ ——轧制力 $M_s$ ——空载转矩 $\mu_1$ ——轧辊辊径摩擦系数 $d$ ——轧辊辊径直径 $R$ ——不考虑弹性压扁时辊半径 $R'$ ——考虑弹性压扁时轧辊半径 $s$ ——轧件变形抗力 $\alpha$ ——咬入角
2	Sims (热轧)	$M = 2RR's(\frac{\alpha}{2} - \varphi) = 2RR'sM_T(\frac{R'}{h_1}\gamma)$	$M_v$ ——垂直分力产生的转矩 $M_h$ ——水平分力产生的转矩 $M_T(\frac{R'}{h_1}\gamma)$ 与 $\gamma$ 和 $R'/h_1$ 有关的系数 $\varphi$ ——中性点角
3	Qrowan/ Pascoe	认为轧辊和轧件之间无滑移, 轧辊无弹性压扁 上下辊转矩 $M = M_v + M_h = L(F - s_{av}\frac{\Delta h}{8})$	$L = \sqrt{R\Delta h}$ 接触弧投影长 $s_{av}$ ——轧制平均宽度
4	比尔公式 (冷轧)	认为轧件无张力, 上下辊转矩 $M_0 = 2sR\Delta h[1.05 + (0.07 + 1.32\gamma)C - 0.85r]$	$\Delta h = h_1 - h_2$ , $C = \mu\sqrt{\frac{R'}{h_1}}$ $\gamma = \Delta h/h_1$ , 压下率 $\mu$ ——轧件和轧辊摩擦系数

(2) 电动机功率和工程近似计算方法。根据工艺提供的总轧制转矩计算值和轧制转速, 就可计算电动机功率。总轧制转矩 $\Sigma M$ 包括使轧件变形部分的转矩, 摩擦转矩和空载转矩等。

电动机转矩  $M_M = \Sigma M / \eta_i$  (6.2-14)  
式中:  $\eta$  为减速机效率;  $i$  为减速比。  
电动机功率

$$P = M_M n_M / 9550 \quad (6.2-15)$$

或

$$P = \Sigma M n_{\text{轧}} / 9550 \eta$$

式中:  $M_M$  为电动机转矩,  $N \cdot m$ ;  $n_M$  为电动机转速,  $r/min$ ,  $n_M = i n_{\text{轧}}$ ;  $P$  为电动机功率,  $kW$ ;  $n_{\text{轧}}$  为轧辊转速,  $r/min$ 。

表 6.2-13 为按表 6.2-11、表 6.2-12 中 Ekelund 公式计算的小型带钢热轧连轧机轧制规程。

表 6.2-13

小型带钢热轧连轧机轧制规程表

轧制方式	$h$ (mm)	$b$ (mm)	$\Delta h$ (mm)	$\Delta h/h_1$ (mm)	$\mu$	$v$ (m/s)	$i$ (°C)	$F_{\text{中}}$ (N/mm)	$F$ $10^5 N$	$P$ (kW)
粗轧 (坯)	32	200								
中轧	ZL	32	199.2	0.8	1.004	1.683	1025			
	ZP <sub>1</sub>	23	201	9	1.379	2.321	1018	124.9	114.9	581
精轧	ZP <sub>2</sub>	18	202	5	1.277	2.95	1010	134.1	90.6	447.2
	JL <sub>1</sub>	18	198	4	1.02	0.930	970			
	JP <sub>1</sub>	12.3	199.14	5.7	1.455	1.353	945	177.4	128.9	304
	JP <sub>2</sub>	8.6	199.88	3.7	1.425	1.928	935	205.8	118.5	330.3
	JL <sub>2</sub>	8.6	196.93	2.95	1.015	1.957	925			
	JL <sub>3</sub>	6.4	197.37	2.2	1.341	2.625	910	225.2	81.3	290
	JP <sub>3</sub>	4.9	197.67	1.5	1.304	3.423	890	268.1	80.1	310
	JP <sub>4</sub>	3.9	197.87	1.0	1.255	4.295	870	311.9	76.1	292.1
	JP <sub>5</sub>	3.25	198	0.65	1.199	5.15	850	346.2	68.2	256.3

采用能耗法的电动机功率工程近似计算:

有相同轧制条件下的能耗曲线时, 可以采用能耗法来测定电动机功率、传动力矩等。轧制 1t 钢材所消耗的能量称单位能耗  $\omega$ 。

$$\omega = P/A_t \quad (kWh/t) \quad (6.2-16)$$

$$A_t = 3600vS\rho \quad (t/h) \quad (6.2-17)$$

式中:  $P$  为电动机传动功率,  $kW$ ;  $A_t$  为轧制某种产品的理论小时生产率,  $t/h$ ;  $v$  为轧制速度,  $m/s$ ;  $S$  为轧件出口截

面积,  $m^2$ ;  $S = bhS$ ;  $\rho$  为轧件密度,  $t/m^3$ 。

图 6.2-50 为现代热带钢连轧机轧制低碳钢的单位能耗曲线。它是在一定钢种、一定轧制温度范围和轧机参数下得到的。显然, 单位能耗曲线与钢种、轧制温度和轧机参数有关。高碳钢、合金钢, 特别是不锈钢的轧制能耗大。热带钢连轧机轧制不锈钢和低碳钢所需能耗比较如图 6.2-51 所示, 其他钢种的能耗曲线处于此两曲线之间。上述能耗曲线适用于图 6.2-52 所示轧制温度范围。若温度降低  $56^\circ C$ , 则功率



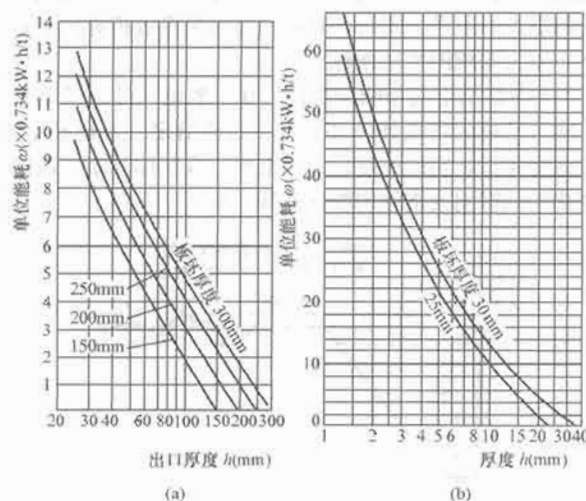


图 6.2-50 现代热带钢连轧机轧制低碳钢的  
单位能耗曲线

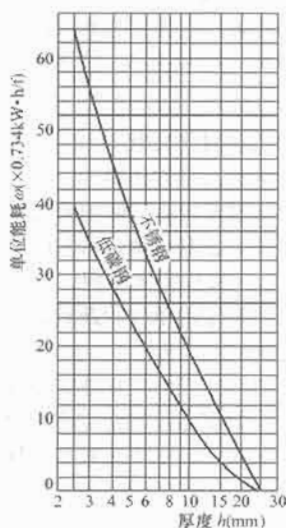


图 6.2-51 热带钢连轧机轧制不锈钢和  
低碳钢所需能耗比较

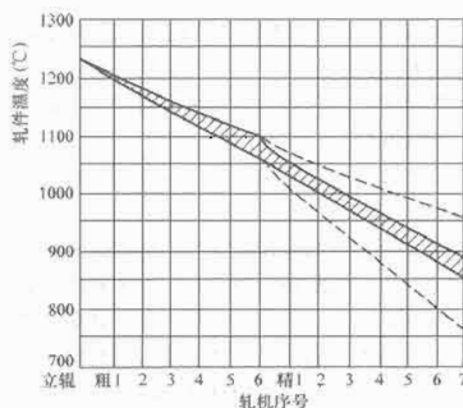


图 6.2-52 现代热带钢连轧机典型轧制温度范围  
约增大 25%；若温度降低 167°C，则功率几乎增大 100%。  
若已知相同轧制条件下的能耗曲线，某架轧机将轧件从  
厚度  $h_n$  轧至  $h_{n+1}$  所需的功率为

$$P = 3600uSp(\omega_{n+1} - \omega_n) \quad (6.2-18)$$

式中： $\omega_{n+1}$  为从初始厚度轧至  $h_{n+1}$  厚度的总能耗，即能耗

曲线上对应  $h_{n+1}$  的数值； $\omega_n$  为从初始厚度轧至  $h_n$  厚度的总能耗，即能耗曲线上对应  $h_n$  的数值。

电动机的方均根功率为

$$P_{rms} = P \sqrt{\frac{A_s}{A_t}} \quad (6.2-19)$$

式中： $A_s$  为轧机实际小时生产率，t/h。

所选择的电动机功率应大于  $P_{rms}$ ，并应考虑过载能力。若轧机有升速轧制，还应增加加速时所需的动态功率。例如，热带钢精轧机组每增加加速度  $0.01\text{m/s}^2$ ，瞬时最大功率约增加 6.4%。

采用能耗曲线法计算转矩时，作用在电动机轴上的总传动转矩为

$$M = 0.975P/n = 184(D_1 Sp/i_n)(\omega_{n+1} - \omega_n) \quad (6.2-20)$$

式中： $i_n = n/n_1$  为总传动比； $D_1$  为轧机工作辊直径，m。

(3) 动态转矩和总力矩的确定。上述的计算方法，不考虑负载在加速或减速时的动态转矩，例如对粗轧机组恒速轧制系统。但对于可逆轧制的粗轧机组而言，必须计算动态转矩的数值。对于精轧机组，当采用加减速时，亦必须计算转速变化过程中的动态转矩。

作用在电动机轴上的动态转矩计算式为

$$M_d = GD^2/375 \times dn/dt \quad (6.2-21)$$

转换到电动机轴上的转动惯量：

$$GD^2 = GD_1^2 + GD_2^2/i_2^2 + GD_3^2/i_3^2 + \dots \quad (6.2-22)$$

式中： $GD_1^2$  为电动机轴上的转动惯量； $GD_2^2$ 、 $GD_3^2$  为电动机轴上至第二根轴、第三根轴上的转动惯量； $i_2$ 、 $i_3$  为从电动机轴上至第二根轴、第三根轴的传动比。

电动机轴上的加速度和减速度值的要求，取决于生产工艺和负载的特性。对轧钢机传动而言，可逆粗轧机为 15~30r/min/s，减速度为 30~60r/min/s。

电动机的空载转矩计算式为

$$M_0 = \sum Gpd/2l \quad (6.2-23)$$

式中： $M_0$  为空载转矩； $G$  为旋转零件的重量，即作用在轴承上的空载载荷； $\mu$  为轴承的摩擦系数； $l$  为电动机轴至该零件的传动比； $d$  为轴承直径。

一般空载转矩为电动机额定转矩的 3%~5%，作用到电动机轴上的总转矩计算式为

$$\sum M = M_m/I\eta + M_d + M_0 \quad (6.2-24)$$

式中： $M_m$  为依据轧制压力  $F$  计算的轧制转矩； $I$  为从电动机轴到轧辊的总传动比； $\eta$  为总传动效率，等于各传动部件效率的相乘积。

各部件的传动效率列于表 6.2-14。

表 6.2-14 各传动部件的传动效率

部 件 名 称		传动效率
万向接轴	倾角 $\alpha < 3^\circ$	0.97~0.98
	倾角 $\alpha > 3^\circ$	0.95~0.97
弧型齿轮接轴		0.98~0.99
齿轮机座	滚动轴承	0.94~0.96
	滑动轴承	0.93~0.95
减速机	一级	0.95~0.97
	二级	0.92~0.94

确定总转矩后,应校验电动机的发热和过载能力。  
校验电动机过载能力的条件是

$$\sum M \leq M_{\max} = km_e \quad (6.2-25)$$

式中:  $\sum M$  为作用到电动机轴上的总转矩;  $M_{\max}$  为传动电动机输出的最大过载转矩;  $m_e$  为传动电动机输出的转矩额定值(相应负载工作制条件下,如可逆粗轧电动机的相应负载工作制,应按 S9,即负载和转速作非周期性变化);  $k$  为传动电动机允许的过载系数,直流电动机  $k=2 \sim 2.5$ ,交流同步电动机  $k=2.5 \sim 3.0$ 。

校验电动机的发热条件,按照在一个轧制周期内的转矩方均根值计算式为

$$M_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{M_1^2 t_1 + M_2^2 t_2 + M_3^2 t_3 + \dots + M_n^2 t_n}{t_1 + t_2 + t_3 + \dots + t_n}} \leq M_e \quad (6.2-26)$$

式中:  $M_{\text{rms}}$  为指在一个轧制周期内的转矩方均根值;  $t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$  为在轧制周期内的各段时间;  $M_1, M_2, M_3, \dots, M_n$  为对应各段时间的电动机轴上总转矩,参见图 6.2-53。

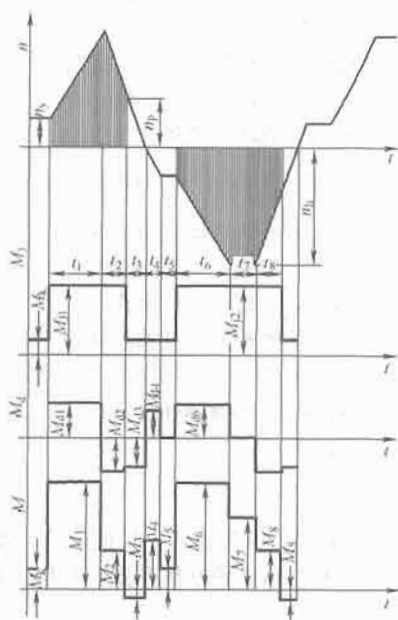


图 6.2-53 作用在电动机轴上的总传动力矩 (以粗轧机为例)

### 5.3 控制性能和各类传动方案的比较

#### 5.3.1 控制性能指标的定义和测量

电气传动控制系统的性能指标主要包括动态和静态性能指标。动态性能指标主要是指在给定信号或扰动信号作用下,系统输出的动态响应中的各项指标。静态性能指标主要是指在控制信号或扰动信号作用结束后 3~4 倍动态调节时间后系统输出的实际值各项性能指标。除此之外,还有一些重要指标如过载能力、功率因数、效率、故障率或失效率、环境适应指标、电磁兼容性指标、功率密度指标等等,限于篇幅,本节不做叙述。

这些性能指标用于评价或考核电气传动控制系统的品质。

如果没有特别规定,测量电气传动控制系统的性能指标可在基本速度(或额定频率)、电动机额定电压、空载(一般应将电动机与负载机械的联轴器、齿轮箱等脱开,否则应

相应适当降低系统的性能指标,并注意阶跃给定下机械实际承受的能力)条件下进行,并将测量结果等效折算到额定条件下,作为系统的性能指标。

(1) 阶跃给定信号响应指标。在一般电气传动控制系统中,典型的响应特性是速度给定、电流给定(或转矩给定)在阶跃变化后,实际速度、实际电流(或实际转矩)跟随给定变化的以时间为横轴的变化曲线,见图 9.2-54。

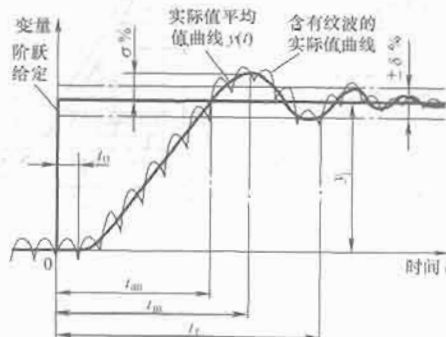


图 6.2-54 在阶跃给定控制信号下的系统响应  
 $y_1$ —阶跃给定值;  $t_0$ —信号传输时间;  $t_m$ —实际值达到最大峰值的时间;  $t_{sm}$ —响应时间;  $t_r$ —调节时间;  $\pm\delta\%$ —动态响应偏差带

由于系统输出的随时间变化的曲线可能含有大量纹波,如没有特别约定,应取其平均值曲线。

此外,从给定信号发出到实际值开始响应可能存在传输延时(滞后)时间  $t_0$ ,在具体测量考核时,应予以注意。

1) 响应时间  $t_{sm}$ ,又称起调时间。它是指在规定的运行和使用条件下,施加规定的单位阶跃给定信号,系统实际值第一次达到给定值的时间。

2) 动态响应偏差带  $\pm\delta\%$ 。它是实际值与给定值相比较的正负偏差值范围,以实际值与给定值相比较的偏差值除以最大给定值的百分数表示。如果没有特别规定,该偏差带一般为  $\pm 2\%$  左右。

3) 超调量  $\sigma\%$ 。它是实际值超过给定值的最大数值除以最大给定值的绝对值,以百分数表示,即

$$\sigma\% = \left| \frac{y(t_m) - y_1}{y_m} \right| \times 100\% \quad (6.2-27)$$

式中:  $y(t_m)$  为实际值超过给定值的最大数值;  $y_1$  为给定值;  $y_m$  为最大给定值。

4) 调节时间  $t_r$ 。它是实际值进入偏差带  $\pm\delta\%$ ,且不再超出该偏差带的时间。

5) 振荡次数  $N$ 。它是实际值在  $t_r$  调节时间内围绕给定值摆动的次数。

(2) 斜坡给定信号响应指标  $\delta_s\%$ 。斜坡给定信号的动态响应指标主要是实际值的跟踪误差  $\delta_s\%$ ,定义为给定值以规定的固定斜率变化至额定值,实际值在跟随给定值变化过程中的误差值与最大给定值的比值,以百分数表示,见图 6.2-55。

(3) 阶跃扰动信号作用下的指标。这些指标是指在给定不变情况下,在阶跃扰动作用下的控制系统性能指标,主要以动态波动量、回升时间、恢复时间和动态偏差面积等指标衡量,见图 6.2-56。

速度控制系统中的负载转矩跃变、电网电压快速波动等属于阶跃变化的扰动信号。一般考核在额定阶跃转矩扰动下的各项指标。

1) 动态波动量  $\sigma_m\%$ 。它是在动态扰动下,实际值与给

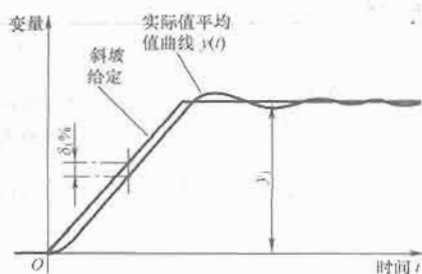


图 6.2-55 系统对斜坡给定的响应特性  
 $y_1$ —稳态给定值； $\delta_1\%$ —跟踪误差

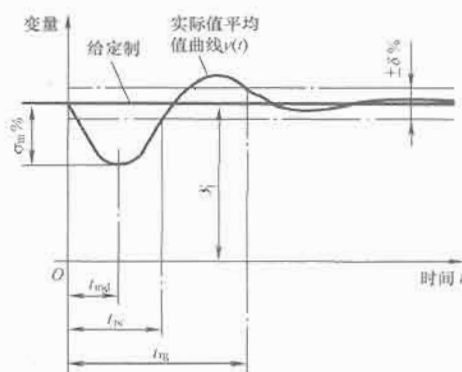


图 6.2-56 系统对阶跃扰动信号的动态响应  
 $y_1$ —给定值； $\sigma_m\%$ —动态波动量； $t_{md}$ —达到最大偏差的时间； $t_{reg}$ —动态波动恢复时间； $t_{reg}$ —动态调节时间； $\pm\delta\%$ —偏差带

定值的最大偏差绝对值与最大给定值之比，以百分数表示，即

$$\sigma_m\% = \left| \frac{y(t_{md}) - y_1}{y_m} \right| \times 100\% \quad (6.2-28)$$

表 6.2-15

冶金生产线轧机主传动对电气传动技术性能的要求

名称	功率 (MW)	转速 (r/min)	运行方式	稳态调速精度	速度响应 (rad/s)	其他
中厚板轧机、粗轧机	5~12	50	可逆	0.5%	20	大过载
热连轧粗轧机	5~12	50/100	可逆	0.1%	30	大过载
热连轧精轧机	5~12	100~600	单向连续	0.05%~0.1%	30~40	高精度、高动态响应
大型型钢轧机	3~6	300~1000	单向连续	0.1%	30	
小型轧机中轧	0.3~0.8	300~1000	单向连续	0.5%	15	
高速线材精轧	4~6	700~1800	单向连续	0.1%	20	
冷连轧机	2~6	300~1000	单向连续	0.01%	40~60	高精度、高动态响应
冷轧加工线	0.1~1.5	500~1500	可逆	0.01%	40~60	高精度、高动态响应

从表 6.2-15 可以看出，中厚板轧机、热连轧粗轧机具有功率大、转速低、过载大、频繁可逆运行的特点，对稳态调速精度和动态响应要求相对低一些；热连轧精轧机具有功率大、转速在 600r/min 以下、单方向连续运行的特点，最大过载 150% 左右，对稳态调速精度和动态响应要求高；冷连轧机功率中等、转速高、单向连续运行，对稳态调速精度和动态响应要求最高；型钢轧机由于主要靠孔型控制产品精度，对速度调节的精度要求略低。

式中： $y(t_{md})$  为实际值与给定值的最大偏差； $y_1$  为给定值； $y_m$  为最大给定值。

2) 动态波动恢复时间  $t_{re}$ 。它是在动态扰动下，实际值从开始波动到第一次恢复到偏差带  $\pm\delta\%$  的时间。

3) 动态调节时间  $t_{reg}$ 。它是实际值在动态扰动下从开始波动到恢复至偏差带  $\pm\delta\%$ 、且不再超出偏差带的时间。

4) 动态偏差面积  $A_m\%$ 。它是动态波动量  $\sigma_m\%$  与动态波动恢复时间  $t_{re}$  的乘积的 1/2 作为动态偏差面积，即

$$A_m\% = \left| \frac{\sigma_m\% t_{re}}{2} \right| \quad (6.2-29)$$

$A_m\%$  是衡量电气传动控制系统最重要的动态性能指标之一。

(4) 稳态调节精度  $\pm\delta_s\%$ 。当给定值保持恒定不变，时间达到 3~4 倍调节时间  $t_r$  以上，系统在空载状态，且电源电压波动在规定值以内，实际值围绕给定值波动的绝对值与最大给定值之比称为稳态调节精度，以百分数表示，见图 6.2-57。但对于诸如位置等信号，一般以一个绝对数值表示。

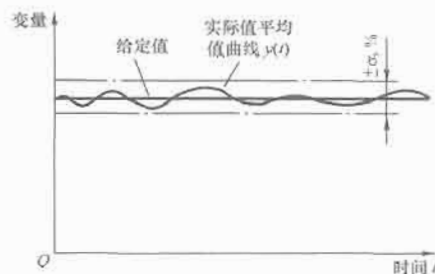


图 6.2-57 稳态调节精度

### 5.3.2 生产工艺对控制性能指标的要求

冶金生产工艺中对轧机主传动的调速性能指标要求最高。按照不同的轧机类型，轧机主传动大致的技术性能指标参见表 6.2-15。

### 5.3.3 传动控制系统技术性能的比较

用于冶金轧机主传动的控制系统，目前主要有晶闸管直流调速系统、IGBT 低压 (380~690V) 两电平交—直—交电压源型变频调速系统、晶闸管交—直—交变频调速系统、晶闸管交—直—交电流源型 (负载换流 LCI) 变频调速系统、IGBT 和 IGCT (还包括 IEGT) 中压 (2130~4160V) 三电平交—直—交电压源型变频调速系统等。其典型技术性能比较参见表 6.2-16。

表 6.2-16 轧机主传动调速系统典型技术性能比较

分类 项目	直流调速系统	低压两电平 交—直—交 电压源型 变频调速系统	交—交变频 调速系统	交—直—交负 载换流 LCI 变频调速系统	三电平交— 直—交电压 源型变频 调速系统
电动机电压 (V)	440~1200	380~690	1650~3300	3000~10 000	2130~4160
调速器容量 (MVA)	0.1~8	0.1~3	1~25	5~100	3~27
最高输出频率 (Hz)	—	120	25	100	75
最高转速 (r/min)	1000	3600	600	1500~6000	2250
速度范围	0.1%~100%	0~100%	0~100%	0~100%	0~100%
稳态调速精度	±0.01%	±0.01%	±0.01%	±0.01%	±0.01%
速度动态响应 (rad/s)	15~30	30~60	40~50	10~20	60~80
电流动态响应 (rad/s)	200~600	300~500	200~600	100~200	900~1000
功率因数	0.5~0.8	0.8	0.5~0.8	0.6~0.8	0.9~1.0
调速器效率	0.98	0.98	0.99	0.97	0.95~0.96
应用范围	中大功率、低 速、可逆、冲击 性大负载	中功率	大功率、低速、可 逆、冲击性大负载	超大功率、超高速、 连续性变化负载	大功率、高速、连续性变 化负载

#### 5.3.4 改善提高控制性能的方法和途径

传统的速度控制系统基于速度—转矩双闭环系统控制理论，按二阶或三阶线性微分方程对称最佳方法设计，可消除外部扰动（如负荷扰动）引起的稳态误差，结构简单，系统易于稳定，直至今日仍占据着统治地位。这种控制方法由于运算相对简单，易于数字系统实现参数按最优指标自动整定，很多中小功率调速系统仍采用。

随着电动机制造技术、机械制造技术的进步，电动机轴系能够承受更快速的负荷冲击变化，使工艺生产线对电动机调速系统提出了更高的速度调节性能指标要求，以实现更高的工艺控制目标。

改善和提高调速性能主要是解决速度控制系统动态抗扰能力。经典双闭环控制系统虽可消除外部扰动引起的稳态误差，但对克服外部扰动引起的动态误差效果差，不能满足如连轧机、冷轧机主传动系统等的工艺要求。为改善和提高速度控制系统抗扰能力，人们研究并提出了很多方法，例如动态转矩前馈补偿、负荷观测器、滑模变结构、状态观测器、卡尔曼滤波器、神经网络、模糊控制等。有些方法由于计算过于复杂，目前主要限于实验室研究，实际工程应用很少。计算相对简单的方法如动态转矩补偿、负荷观测器等目前在大功率高性能调速系统中得到了普遍应用。下面简单介绍采用这两种方法的速度调节原理。

动态转矩前馈的原理框图及补偿信号波形见图 6.2-58。

当电动机轴上负载突变，导致速度实际值  $n$  变化时，经该环节输出一个动态转矩补偿信号  $\Delta i_{\phi 2}^*$ ，叠加在速度调节器输出端。该环节的传递函数为

$$\frac{\Delta i_{\phi 2}^*(s)}{n(s)} = \frac{K_D T_D s}{1 + T_D s} \quad (6.2-30)$$

这是一个结构非常简单的带滤波的微分环节，通过该环

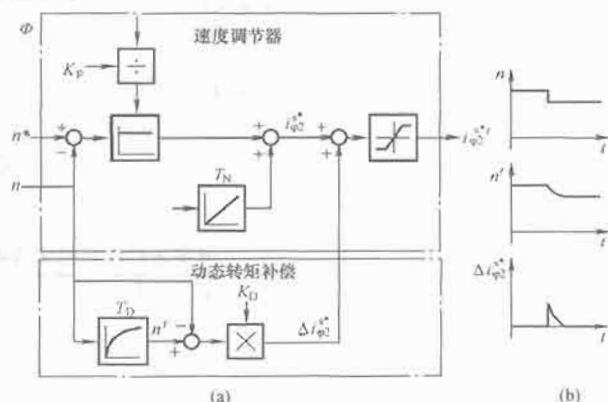


图 6.2-58 带动态转矩补偿的速度调节原理框图及波形  
(a) 原理框图；(b) 补偿信号波形

$n^*$ —速度给定信号； $n$ —速度实际值； $\Phi$ —磁通； $i_{\phi 2}^*$ —速度调节器输出的转矩电流给定值； $\Delta i_{\phi 2}^*$ —转矩电流给定的动态补偿值； $i_{\phi 2}^{*+}$ —补偿后的转矩电流给定值； $T_D$ —滤波时间常数； $K_D$ —动态转矩补偿系数

节补偿动态转矩，以减小速度动态偏差面积。例如，当电动机正向旋转、轴上负载突增时，速度实际值出现降低，动态转矩补偿环节输出一个正的动态转矩电流补偿信号，增加转矩电流给定，加快速度恢复过程。通过改变系数  $K_D$ ，可调整补偿的强度。

负荷观测器是以速度实际值、转矩电流实际值和磁通为输入量，观测负载转矩的一个闭环计算环节。

当速度闭环调节系统采用负荷观测器，且观测器参数设置准确情况下，可有效克服负载对电动机速度的扰动，缩小速度动态偏差面积。轧机主传动系统抗干扰的主要方法，可参见第 5.4.1 节。



## 5.4 轧钢传动的典型控制系统

### 5.4.1 可逆轧机主传动

初轧机、万能板轧机、中板轧机及宽厚板轧机等多为可逆轧机，以往多为直流电动机传动，目前多为交流电动机传动。对于所需容量较小的传动系统多采用成组传动方式，由一台电动机通过齿轮箱传动上辊和下辊。而对于所需容量较大的传动系统多采用单辊传动方式；也就是由两台电动机分别传动上辊和下辊。

对可逆轧机主传动系统的基本要求是实现频繁快速正反转，额定速度下正反转时间减小到1.5~2s，为此要求传动电动机的 $GD^2$ 小，过载能力强，最大过载转矩可达2~3倍；同时，要求轴系的强度高，能承受由于负载冲击、机械扭振而产生的峰值力矩，可达2~4倍的轧制力矩。可逆轧机主传动系统对调速精度要求并不高。

(1) 电力晶闸管变流器直流传动。在早期的传动系统中，多采用发电机—电动机变流机组的供电方式，随着电力电子技术的发展，目前已全部采用晶闸管变流器供电。在小容量的传动装置中常采用6相脉动整流，上下辊系统组成12相整流方式。而在大容量的传动装置中多采用12相脉动的整流方式。采用12相整流可以抑制谐波分量，以减小5、7次的谐波分量。

下面是某中板轧钢厂的一个应用实例。其中的四辊万能轧机为5000kW，电压860V，电流6350A，过载能力2.5倍，转速70/120r/min，励磁200A、200V。四辊万能轧机主传动系统单线图见图6.2-59。

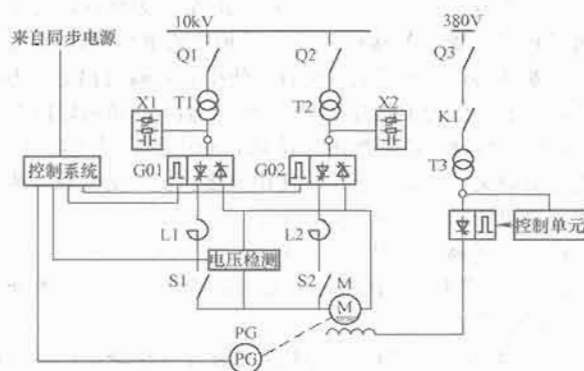


图 6.2-59 四辊万能轧机主传动系统单线图

四辊万能轧机电枢主回路采用12相整流方式供电，系统由2组6相整流的晶闸管变流器并联组成。四辊万能轧机电枢主回路的主要设备参数：

整流变压器：8000kVA，10kV/850V，接法： $\Delta/\Delta$ ，Y-11

每组变流柜额定电流：3375A、6750A（过载60s）

电抗器：5000A，0.5MH 两台

快开整定值为：8000A

采用12相整流有利于减少电网的谐波及提高供电质量，经过现场测试系统投入运行后，5、7次谐波电流明显下降，属于杂散波，而且数值的大小与滤波器是否投入无关，主要特征波11、13次谐波电压总的畸变率为1.83%，滤波器投入后谐波电压总的畸变率下降为0.875%（规定限制值4%），有明显效果。直流侧设有快开、平衡电抗器和断路器。其中直流快开作为直流侧的过电流保护，而直流侧的断路器作为操作保护用，平衡电抗器可以保证不同相供电的两个变流器可以并联工作。

多处理器数字控制系统的配置见图6.2-60。

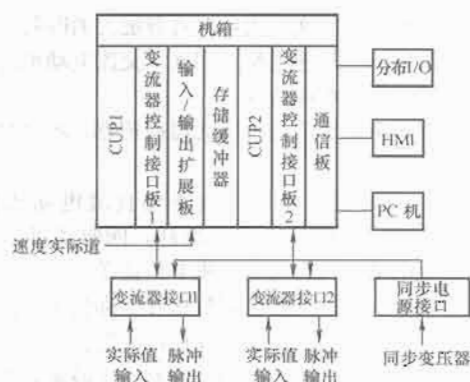


图 6.2-60 多处理器数字控制系统的配置

机箱提供控制系统所使用模板的机械安装位置，提供数据交换总线，同时提供模板使用的电源。

CUP1主要完成速度环和EMF控制及 $\Delta$ 组电流环控制，其中速度环和EMF控制采用顺序控制，程序的扫描时间为4ms，电流环控制采用定时中断方式，每3.3ms中断一次（对于50Hz电网频率）。变流器控制接口板1与处理器1一起完成脉冲触发，把触发脉冲传送到变流器接口板1，通过变流器接口板1把触发脉冲发送到 $\Delta$ 组大功率变流柜。同时 $\Delta$ 组系统的电流和电压实际值信号，通过变流器接口板1转换成频率信号，通过连接电缆接进变流器控制接口板1，通过变流器控制接口板1与CUP1间的总线，传给处理器1。

输入/输出扩展模板包括16路的二进制输入和16路二进制输出，四个增量型编码器接口，本系统中使用了一路增量型编码器接口作为速度反馈信号。

存储缓冲器提供本机箱内模板交换数据的公用缓冲区。

CUP2主要完成通信接口初始化和数据采集以及Y组电流环控制。Y组电流环控制同样采用3.3ms中断一次的方式，变流器控制接口板2与CUP2一起完成脉冲触发，把触发脉冲传送到变流器接口板2，通过变流器接口板2把触发脉冲发送到Y组大功率交流柜。用于完成通信的程序采用扫描时间为64ms的循环方式。

通信模板可以同时插入3个通信子模块，三个通信子模块分别用于三种不同形式的通信方式，完成不同的通信功能。另一个通信子模块完成在线监控功能，监控系统的运行情况以及在线修改程序和参数；另一个通信子模块连接HMI的操作面板，提供用户在不使用编程设备时，了解系统的运行状况，并根据不同的权限完成系统参数的在线修改工作；第三个通信子模块连接分布式I/O，采集现场设备的运行信号。

(2) 电力晶闸管变流器同步机交—交变频传动。随着电力电子、微电子技术及现代控制理论的迅速发展，在大功率调速传动领域出现了交流传动取代直流传动的趋势。交流电动机与直流电动机相比具有以下特点：

单机容量不受限制：由于直流电动机换相器的换相能力限制了直流电动机的容量和速度。直流电动机的极限容量和速度乘积约为 $10^6 \text{ kW} \cdot \text{r/min}$ 。而交流电动机的单机容量可以不受这个限制，交流调速电动机的单机容量已经可以做到56MW。

体积小、质量轻、占地面积小、转动惯量小：与直流电动机相比由于交流电动机的结构简单，所以电动机体积小、质量轻、占地面积小、转动惯量小。

动态响应好：由于交流电动机的转动惯量小，并且交流

变频的同步电动机没有换相火花对过载能力的限制,电动机可以具有更大的动态加速电流。因此,交流电动机比直流电动机具有更好的动态响应特性。

维护简单:由于交流电动机无需换相器,所以维护量大大减少。

节约能源:交流电动机的效率比直流电动机提高了2%~3%,可以减少单位产量的电耗,同时还可以提高产量,所以交流电动机比直流电动机节约能源。

表6.2-17是一组5.5m厚板轧机在实际使用中测出的数据,给出了交流电动机和直流电动机的性能比较。

单向输出的交—交变频器的电流和电压波形如图6.2-61所示。正、反向两组晶闸管桥按一定周期相互切换,在负载上就获得交—变的输出电压。

表 6.2-17 交流电动机和直流电动机性能比较

电动机	直流电动机	交流电动机
功率 (kW)	2×8000	2×10 920
最大功率 (kW)	2×16 525	2×26 530
转速 (r/min)	50~100	50~100
电压 (V)	899	1750
效率 (%)	92.7	97
总损耗 (kW) (主回路、励磁、通风)	2×889	2×570
冷却水 (m³/h)	2×96	2×62
转子直径 (m)	3.5	2.9
$GD^2$ ( $10^4 \text{ N} \cdot \text{m}^2$ )	89	79

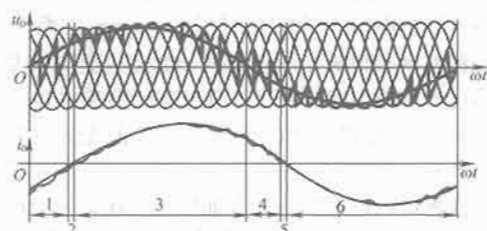


图 6.2-61 单相输出的交—交变频器  
电流、电压波形

三相输出交—交变频器是由三套输出电压彼此差  $120^\circ$  的单向输出变频器组成,每相由两组晶闸管反并联的可逆桥式变流器组成,三组可逆桥式变流器组成三相变频器,其主回路有两种连接方式:公共交流母线和输出 Y 连接方式,公共交流母线见图 6.2-62。

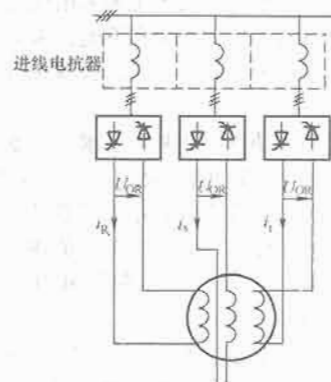


图 6.2-62 公共交流母线方式

公共交流母线进线方式的交—交变频器的三相交流电压输入,可以以进线交流电抗器方式,连接在同一个交流电源的供电回路上(当然亦可以用隔离变压器代替进线交流电抗器,但成本加大),而三个输出端必须相互隔离组成 6 个输出端的三相单独对电动机的三相定子绕组馈电,主回路相当于独立的三套,变流器电流仅通过这一相的绕组流通,不通其他绕组。

输出 Y 连接方式的三套单相输出交—交变频,由于电动机三相定子绕组 Y 接中性点与三相变流器输出的 Y 接中性点是断开的,构成了交流偏置,使得装置输出相电压为梯形波,线电压仍为正弦波。因此相电压输出峰值可以降低约 15%,使整流变压器二次电压降低,变压器容量也降低了。在大容量的交—交变频系统中使用最多。交—交变频调速系统主回路单线图如图 6.2-63 所示。

输出 Y 连接方式具有以下特点:

- 1) 三套变流器的进线回路要经过变压器隔离(不能采用公共母线及进线电抗)。
- 2) 三套变流器的输出电流既要通过本相绕组,亦要通过其他两相绕组,才能构成通路。在一个变流器回路内电流要通过 2 个三相桥中的 4 个桥臂才能形成通道,脉冲宽度  $\tau > 30^\circ$  (一般选择  $\tau = 36^\circ$ )。

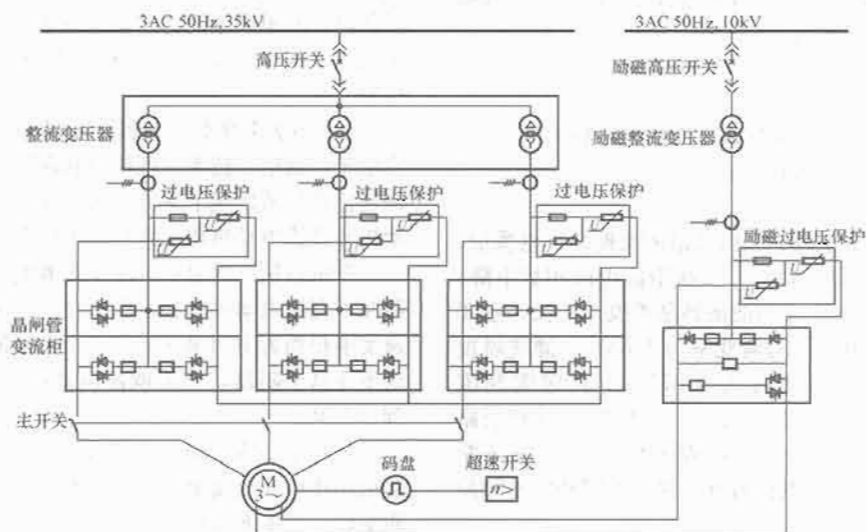


图 6.2-63 交—交变频传动主回路示意图

3) 为了形成偏置, 两个中性点 (即电源中性点和负载中性点) 不能相互连接。

多处理器数字控制系统的配置见图 6.2-64。

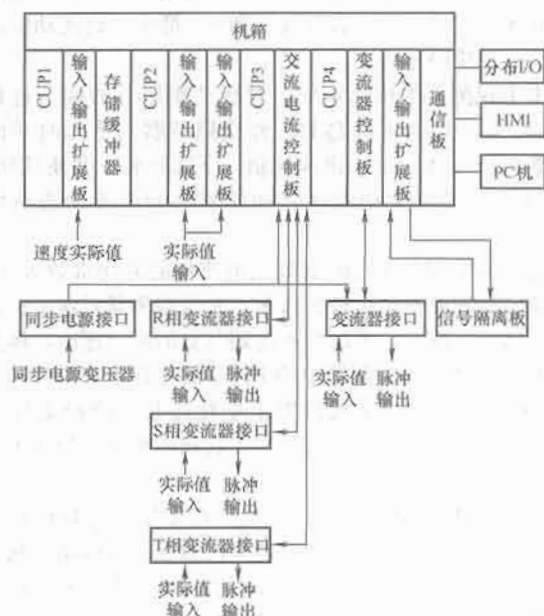


图 6.2-64 多处理器数字控制系统的配置

CUPI 主要完成系统起停的速度逻辑控制和速度调节(包括工艺控制)等任务,速度调节包括速度的比例积分调节、给定加速度控制、扭振滤波、负荷观测器等。

CUP2 主要完成矢量控制、磁通控制等任务。包括采用电压模型和电流模型计算磁通矢量的磁通定向控制、励磁电流给定计算、磁通闭环(包括弱磁电压闭环和电势闭环)控制、三相交流电流给定计算、电压前馈控制,以及矢量闭环的逻辑控制等。

CUP3 为三相变流器控制专用处理器, 主要完成三相交流电流控制, 包括交流电流调节、电压前馈调节、断续补偿、换向逻辑控制、触发脉冲控制等。

CUP4 完成励磁电流控制、故障综合处理、主回路分  
闸逻辑控制、操作面板控制、通信等任务。

(3) 可逆轧机控制系统功能。正如前面所说的, 可逆轧机从机械结构上可以分为单辊传动和成组传动两种形式。其中的成组传动系统由于上下工作辊有一台电动机传动, 通过机械结构分别传动两个辊子。控制系统比单辊传动简单。下面就以单辊传动为例说明可逆轧机控制系统功能。单辊传动控制系统框图见图 6.2-65。

可逆轧机控制系统除了有速度环和电流环外,还根据可逆轧负荷符大的特点,在电气控制系统中加入能有效控制电流和保护电动机及装置的功能。控制系统具有:电流限制、负荷观测器和负荷平衡控制。为了更好地控制板型在控制系统中还加入了雪撬板控制。

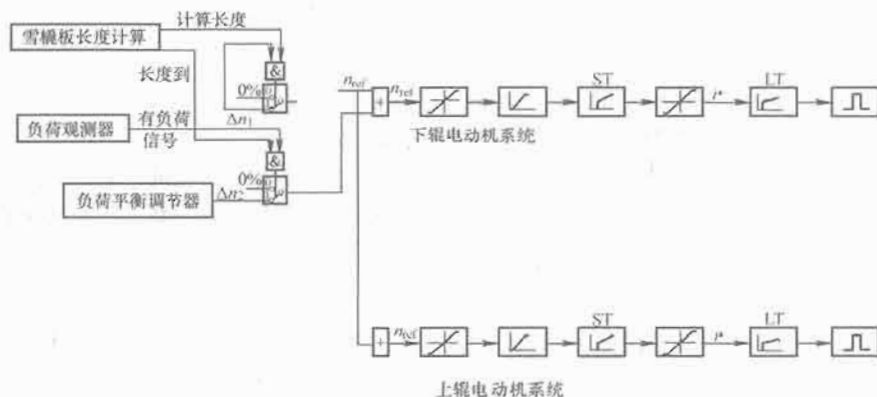


图 6.2-65 单辊传动控制系统框图

1) 电流限制。可逆轧机要求电动机的过载能力强,有时还要工作在堵转情况下,为了能有效地保护电动机,在可逆轧机的控制系统中就要加入相应的电流限制功能。在传动系统的硬件设计时,在直流侧加快速开关,以保证在系统失

控的情况下能有效地保护电动机,在功率元件两端配有快速熔断器,以保护功率器件。在控制系统中软件设计时设计有电动机最大电流限幅、过载保护和变流器电流封锁值设定功能。在使用中一般的设定值和功能参见表 6.2-18。

表 6.2-18

电流限制设定值功能表

系统类型 功能名称	直流系统	交流系统	功 能
电动机最大电流 $i_{Smax}$ 限幅	$i_{Smax} = k_n i_{sn}$	$i_{Smax} = \sqrt{2} k_n i_{sn}$	作为电动机电流设定值限幅
过载保护 $i_{SMT}$	$i_{SMT} = i_{Smax}^2 t$	$i_{SMT} = i_{Smax}^2 t$	保护电动机
变流器电流封锁值 $i_F$	$i_F = (1.1 \sim 1.2) i_{Smax}$	$i_F = (1.1 \sim 1.2) i_{Smax}$	电流达到该值时, 说明系统已失控, 立即封锁系统

2) 负荷观测器。为了能有效地减少由于负载冲击而产生的动态速降,就要测出负荷力矩,即电动机产生的力矩中,真正用于克服负荷阻力矩的所谓静力矩的力矩。因此就提出了如何测出该静力矩即所谓负荷观测器的问题。

如果简单的使用电流信号来反应负荷量非常不准确的, 因为速度调节器的输出不仅含有轧制负荷转矩的分量, 同时也含有电动机动态加速转矩的分量, 将速度调节器的输出作为负荷转矩反馈会在加速轧制时使负荷平衡调节产生较大的

误差,影响轧制质量。精确的控制是利用负荷观测器对电动机实际转矩信号的解耦,分离出真实的负荷转矩。只有在能准确地提供负荷信号的前提下,才能实现雪橇板特性、负荷平衡问题。

根据运动方程:  $\frac{\sum GD^2}{375} \times \frac{dn}{dt} = M_D - M_0 - M_L$  可得

$$M_L = M_D - M_0 - \frac{\sum GD^2}{375} \times \frac{dn}{dt} \quad (6.2-31)$$

式中:  $M_L$  为静负载力矩;  $M_D$  为电动机的电磁力矩;  $M_0$  为空载力矩摩擦力矩等损耗力矩;  $\sum GD^2/375$  为传动系统的总飞轮力矩(折算到电动机轴上);  $dn/dt$  为电动机的转速变化率。

由式(6.2-31)可知,只要知道  $M_D$ 、 $M_0$ 、 $\sum GD^2/375$  和  $dn/dt$ ,从理论上说就可以按式(6.2-31)算出静负载力矩  $M_L$ ,即可以按式(6.2-31)来构成静负载力矩的观测器,  $M_D$ 、 $M_0$  和  $\sum GD^2/375$  都可以较为准确的测出或算出,但  $dn/dt$  是微分量不容易测准,还容易引入干扰,所以不能直接按式(6.2-31)来直接构成静负载力矩的观测器。

根据式(6.2-31)我们还可以得出

$$\begin{aligned} dn &= \frac{375}{\sum GD^2} (M_D - M_0 - M_L) dt \\ n &= \frac{375}{\sum GD^2} \int (M_D - M_0 - M_L) dt \end{aligned} \quad (6.2-32)$$

电动机空载损耗转矩和电动机电磁转矩也可由式(6.2-31)和式(6.2-32)计算得出,即

$$M_0 = M_{01} + M_{02} + M_{03} \quad (6.2-33)$$

式中:  $M_{01}$  为电动机空载摩擦转矩;  $M_{02}$  为与齿轮等的效率有关的转矩损耗;  $M_{03}$  为轴承中摩擦所损耗的力矩。

电动机发出的转矩  $M_D$  与电动机转速  $n_0$  的关系曲线  $M_D = f(n_0)$  为

$$M_D = K_M \Phi I_A = K_M f(I_f) I_A \quad (6.2-34)$$

式中:  $K_M$  为电动机转矩常数;  $\Phi$  为电动机磁通  $\Phi = f(I_f)$ ;  $I_f$  为电动机励磁电流;  $I_A$  为电动机电枢电流。

在实际使用中就是根据式(6.2-32)构成负荷观测器。负荷观测器的结构框图如图 6.2-66 所示。

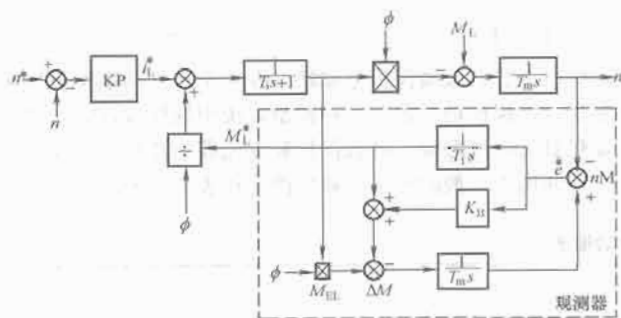


图 6.2-66 负荷观测器的结构框图

负荷观测器的输入量为电枢电流  $i_m$  和转速  $n$ , 调节器采用 PI 调节器。当负载  $M_L$  发生突变时,引起转速  $n$  变化,产生误差  $e^* = n - n_M$ ,在外扰调节器 P 和 I 的共同作用下,使伪电动机转速  $n_M$  跟随  $n$  下降。同时,调节器经其时间常数极小的积分环节输出一个扰动负载观测量,即计算负载力矩,它除以  $\phi$ ,得负载电流观测值,前馈至电流调节环,有效抵消电流负反馈的阻滞效应,促使电枢电压以及电流迅速回升。这个由前馈给定生成的电流和电动机自身引起的电流,即使充分的平衡负载扰动力矩,又与随后速度调节器送

达的电流调节器给定端生成的电流共同作用。它们一面使实际电动机加速,  $n$  回升;另一方面,又送至观测器生成实际电动机电流随机采样值。该力矩与外扰调节器给出的计算力矩相比较,产生动态力矩  $\Delta M$ ,理想电动机将在动态力矩作用下升速。上述过程一直延续  $n$  和  $n_M$  都恢复到扰动前的数值为止。系统静差为零。

由于观测器的快速响应,对扰动作用时的调节过程响应过快,  $n$  一旦有下降趋势,外扰调节器几乎无时滞的输出负载电流仿真信号,迅速抑制  $n$  下降趋势,并使其回升。这样就达到了减少动态速降和恢复时间改善动态特性的目的。

由于速度调节环时间常数比电流环的时间常数大几倍,故其调节过程要比电流环长很多,而且观测器对速度给定的变化不敏感。所以,为加快速度调节器的响应速度,将其设计成 P 调节器,用观测器中的 I 调节器代替速度调节器中的 I 调节器,这样不论是负载发生变化还是速度设定发生变化,速度调节器都可以得到几乎无超调的响应,加快了速度调节器的作用时间。

3) 雪橇板特性。在可逆轧机系统中加入雪橇板特性控制,主要目的是使轧件的头部能像滑雪板一样微微上翘,而不会因为轧件的头部上翘过高或下扣过低,发生抱辊或损坏机架辊道的情况。

雪橇板特性控制包括两部分:一是雪橇板长度的计算,另一个是雪橇板上翘高度控制。

雪橇板长度  $L$  的计算式为

$$L = \int_0^t V dt = \int_0^t \frac{n \times 2\pi d}{60} dt \quad (6.2-35)$$

式中:  $V$  为轧件的线速度, m/s;  $n$  为轧机的转数, r/min;  $d$  为轧辊直径。

轧机的转速  $n$  可以通过测速装置获得,轧辊的直径  $d$  通过操作工设置实际辊径获得。通过设定积分时间可以得到不同的雪橇板长度。框图如图 6.2-67 所示。

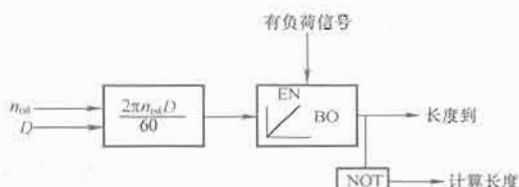


图 6.2-67 雪橇板长度计算框图

$n_{act}$ —速度实际值,来自测速编码器;  $D$ —轧辊直径

雪橇板上翘高度是靠调整上下辊的速度差来实现的。在咬钢前让下辊实际速度高于上辊实际线速度,使轧件下部的延展大于轧件上部,这样上下辊的速度差越大,雪橇板上翘高度越高。

4) 平衡控制系统。在可逆轧机的传动控制系统为上下辊单独传动时,轧机在空载时,两套传动机构并无任何机械关联,由于存在上、下辊的辊径和润滑条件有差异,轧件上、下表面与轧辊之间的摩擦系数不完全相同,以及在低速咬入高速轧制的过程中,上、下轧辊电动机出力不一,无法保证上辊电动机和下辊电动机能均匀地分担负荷,需要进行上下辊的负荷平衡控制。

上下辊负荷平衡控制系统框图如图 6.2-68 所示。

在轧件头部通过轧机后,使上下辊的设定线速度一致,保证轧件良好的平直度。但是轧辊受热膨胀或磨损后,实际线速度会产生偏差,无法保证上下辊的负荷相同,对轧件的



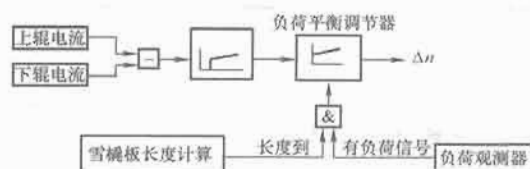


图 6.2-68 上下辊负荷平衡控制系统框图

质量会产生一定的影响。通过负荷平衡调节器可消除由此产生的误差。

负荷平衡调节器主要是平衡上、下辊之间的力矩电流。当上、下辊间力矩电流之差超过设定的门坎时，通过微调上、下辊间的给定速度值，分别修正上下辊转矩并使其差值在允许的范围之内。为避免系统振荡、减小对机械的冲击，负荷平衡调节器一般采用小比例、大积分的 PI 调节器，同时对调节器的输出加以 5% 的限幅。

(4) 轧机主传动系统的扭转振动。轧机主传动系统在生产中曾经发生过某些零件的损坏，这些损坏用一般的负荷及强度计算是无法解释的，而与传动系统的扭振有关。轧钢时咬入轧件、抛出轧件、间隙冲击、机械共振和机电共振等，都将引起相当大的尖峰力矩，产生扭振现象。除了在机械结构设计时要考虑扭振的影响外，在现在传动的控制系统中也加入了能够帮助消除扭振现象的控制。

当机械轴系在某一转速下发生谐振时，速度实际值信号中就叠加了谐振成分。这种谐振分量经过速度 P-I 调节器放大后，给定转矩输出含有放大的交变分量，加剧了速度谐振，可能导致机械损坏。造成机械轴系谐振的主要原因是机械轴系固有频率与系统工作频率接近或相等而产生的。

为了克服机械谐振对轴系造成的破坏，最简单的办法就是滤波滞后，从而使控制系统特征频率偏离机电对象的固有频率，消除共振现象。但是在速度实际值通道加入滤波环节后，会影响系统的动态响应特性，牺牲了系统的优良动态品质。这样就希望滤波滞后只避开共振频率而对系统响应没有影响。这样就在速度调节环节中采用了一种陷波滤波器，对

速度实际值信号进行滤波，让陷波滤波频率等于机电固有频率，使共振频率增益为零，可以有效滤除速度实际值信号中对应机械轴系固有频率的谐振分量。陷波滤波器原理图见图 6.2-69。

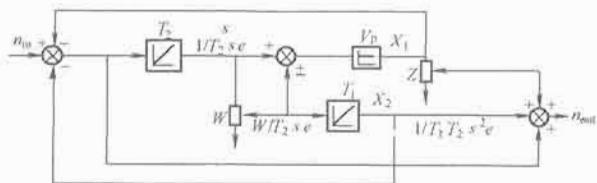


图 6.2-69 陷波滤波器原理图

$X_1$ — $V_p$  比例放大器输出； $X_2$ — $T_1$  积分器输出； $W$ —陷波频率设定 ( $W = W/T_1 \times T_2$ )； $V_p$ —带宽调节 (带宽因子  $Q = T_2/V_p$ )； $Z$ —滤波效果调节因子， $Z=1$  (无滤波作用)

在一台 7000kW 的同步电动机上运行时，没有陷波滤波前，速度实际值的波动在 1% 左右，转矩电流的波动在 7.5%。

加入陷波滤波后，速度的波动减小到 0.35%，转矩电流的波动减小到 1%。

#### 5.4.2 带钢连轧机主传动系统

(1) 电力晶体管变流器交流电动机交—交变频传动。图 6.2-70 为某钢厂热连轧主传动示意图。热连轧生产线由粗轧机组、热卷箱、飞剪、六机架精轧机组 F1~F6 (预留 F7)、地下卷取机组成。该热连轧机主传动采用晶闸管交—交变频同步电动机调速系统。

1) 电动机主要技术参数见表 6.2-19。

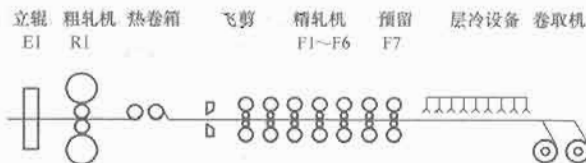


图 6.2-70 热连轧主传动示意图

表 6.2-19

电动机主要技术参数

电动机参数	立辊 E1	粗轧 R1	精轧 F1	精轧 F2、F5	精轧 F3、F4	精轧 F6
额定功率 (kW)	2100	7000X2	7500	7500	7500	7500
额定电压 (V)	1650	1650	1650	1650	1650	1650
转速 (r/min)	175/350	45/85	157/314	203/406	157/314	240/480
极数	4	16	6	4	6	4
频率 (Hz)	5.83/11.67	6/11.33	7.85/15.7	6.77/13.53	7.85/15.7	8/16
效率	0.95	0.96	0.98	0.98	0.98	0.98
额定电流 (A)	772	2548	2699	2695	2699	2695
最大过载 (A)	1930	6376	5398	5390	5398	5390
传动速比	—	1.0	4.96	3.76/1	1.97/1	1

2) 主回路结构。交—交变频传动主回路如图 6.2-63 所示。电动机三相定子绕组接法为 Y 形。交—交变频 3 套变流装置的正输出母线经 1 台三相电动隔离开关接至同步电动机三相定子绕组，负输出母线短接在一起，构成 Y 形三相交—交变频变流器。三相电动隔离开关，仅作为同步电动机停机状态下的无载隔离开关，便于用户短时间主机机械检修及正常交接班停车时的分断。

由于电动机三相定子绕组 Y 的中性点与三相变流器输出的 Y 接中性点是断开的，构成了交流偏置，使得装置输出相电压为梯形波，线电压仍为正弦波，因此相电压输出峰值可以降低约 15%，使整流变压器二次电压降低，变压器容量也降低了。

3) 整流变压器。交—交变频传动用整流变压器技术参数见表 6.2-20。

表 6.2-20

整流变压器技术数据

	E1	R1 下辊	R1 上辊	F1	F2	F3	F4	F5	F6
变压器型式	三裂解三相整流变压器								
额定容量 (kVA)	3×1250	3×4500	3×4500	3×4500	3×4500	3×4500	3×4500	3×4500	3×4500
额定一次线电压有效值 (kV)	35								
额定二次线电压有效值 (V)	1100	1150	1150	1110	1110	1110	1110	1110	1110
短路阻抗 (%)	7.0	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2	8.2
接法	△/△-12	△/Y-11	△/△-12	△/Y-11	△/△-12	△/Y-11	△/△-12	△/Y-11	△/△
冷却方式	油浸式自冷								
保护	轻、重瓦斯保护和超温保护触点输出								

4) 定子三相晶闸管变流器。将两个直接反并联的晶闸管装于一个散热器上组成一套晶闸管组件, 六套组件即可构成一可逆三相全控整流桥。晶闸管变流器就是安装了这样一可逆三相全控整流桥的电控柜。变流器额定输出电压和输出电流取决于晶闸管、散热器等的选择和设计。该系统中, 晶闸管选用 3.5in、4.2kV 元件, 热管风冷散热器。设计的晶闸管变流装置额定输出电压 1200V, 额定输出电流峰值可达 5850A (有效值 4140A), 最大输出电流峰值 11 700A (60s, 有效值 8280A)。粗轧和精轧每台电动机定子变流器共由 6 台晶闸管变流柜组成。每相 2 台整流柜并联, 并联晶闸管变流装置采用均流互感器方式均流, 均流系数达到 0.9 以上。粗轧电动机过载 2.5 倍时的电流裕量为 1.3, 精轧电动机过载 2.0 倍时的电流裕量为 1.5。装置晶闸管电压储备裕量约为 2.54 倍以上。

立辊每相为 1 台变流柜, 系统共由 3 台变流柜构成定子变流器, 晶闸管采用 1650/4000V 元件。

5) 数字控制系统硬件组成及实现的主要功能。控制系统采用磁场定向矢量控制原理, 系统硬件设备主要由主机箱和辅助机箱以及接口板等组成, 参见图 6.2-71。

主机箱主要由通用微处理器单元、专用微处理器单元及各种辅助单元、接口单元、通信单元及电源等组成。辅助机箱主要由晶闸管接口单元组成。接口板主要用于直接连接模拟量和开关量 I/O, 以及连接码盘信号等。

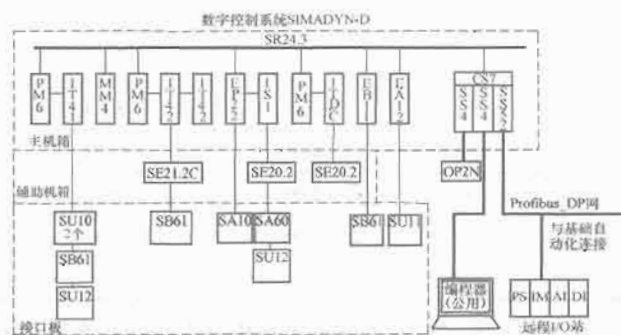


图 6.2-71 数字控制系统配置

注: 本图为 1 套系统的配置。

6) 无功补偿和谐波治理。交—交变频器平均功率因数较低, 又由于轧机负荷是冲击性负荷, 对供电电网将会产生较大的无功冲击; 另外, 交—交变频系统会产生一定的高次

谐波, 这些高次谐波将使电网电压波形产生畸变, 对该段母线上传动系统自身以及其他负荷的正常工作产生影响。故需要对供电母线进行无功功率补偿和谐波吸收。

本系统采用动态无功补偿+高次谐波滤波器 (兼无功功率因数补偿器) 的方案。晶闸管控制电抗器 TCR 型动态无功补偿装置主要是针对轧机主传动的冲击性负载进行快速动态无功功率补偿, 避免电网产生电压闪变。TCR 型动态无功补偿装置及谐波滤波器原理框图见图 6.2-72。

图中 FC 用于提供容性无功功率并同时作为谐波滤波器, 交—交变频系统谐波量较大的是 3、5、7、11 次特征谐波, 因此装设了这四次滤波支路, 考虑到旁频的影响, 滤波支路设计成高通形式。综合考虑热连轧多种轧制规程及比照同类系统后, 选择静态无功补偿容量为 65Mvar。TCR 为相控晶闸管动态无功补偿装置, 用于提供可调的感性无功功率。一般来讲, 供电电网电压向下波动的概率很小。多数情况下供电电网电压会因为无功功率的过补偿而升高, 所以需要 TCR 根据过补偿的程度, 动态调节可控硅的触发角, 发出感性无功功率来抵消 FC 的容性无功功率。

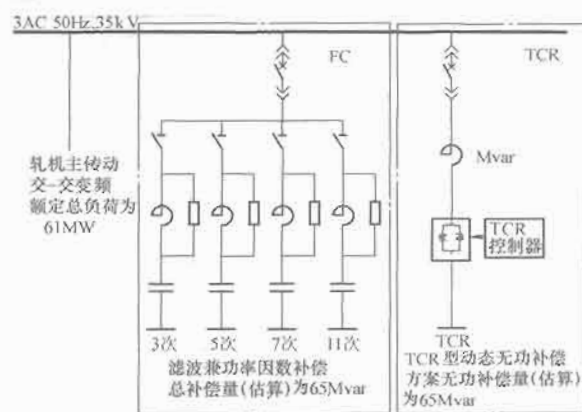


图 6.2-72 动态无功补偿装置及谐波滤波器原理框图

(2) 现代电力电子变流器及交流电动机交—直—交变频传动。某钢厂 1810mm 超薄带钢连铸连轧生产线轧机主传动采用交—直—交同步电动机变频调速系统, 该系统装备了采用 IGBT 电力电子器件的三电平双 PWM 交—直—交电压型变频器。表 6.2-21 列出了热连轧机主传动电动机参数。热连轧机主传动包括 R1、R2 粗轧机主传动电动机, 精轧机 F1~F5 主传动电动机, 额定电压为 AC3450V。

表 6.2-21

热连轧机主传动电动机参数

电动机参数	机架序号						
	R1	R2	F1	F2	F3	F4	F5
电动机数量(台)	1	1	1	1	1	1	1
额定功率(kW)	6600	6600	10 000	10 000	10 000	10 000	7500
额定电压(V)	3450	3450	3450	3450	3450	3450	3450
额定电流(A)	1138	1138	1720	1720	1720	1720	1287
频率(Hz)	10.8	10.8	15	15	15	16.67	20
	19	19	34	34	34	34.7	43.3
转速(r/min)	108	108	150	150	150	250	300
	190	190	340	340	340	520	650
极数	12	12	12	12	12	8	8
功率因数	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0

1) 交—直—交变频调速系统技术性能参数。以精轧机 F1 机架主传动交流同步电动机变频调速装置为例,其主要技术数据如下:

额定输入电压 3450V ( $\pm 5\%$ )。

额定输入电流 1750A。

额定输入频率 50Hz。

额定输出电压 3450V。

额定输出电流 1720A。

额定输出频率 0~60Hz。

PWM 开关频率 750Hz。

过负载能力 115%, 长期; 150%, 4min。

静态速度精度 0.01% (最高转速)。

动态速降 0.15%。

速度阶跃响应 30rad/s。

转矩脉动 <1%。

2) 交—直—交变频器主回路特点。三电平双 PWM 交—直—交电压型变频器由控制柜、整流单元、直流中间单元、逆变单元、励磁整流单元及纯水冷却系统组成。采用 IGCT 元件构成的三电平双 PWM 交—直—交电压型变频器, 整流器和逆变器采用了完全相同的结构, 以直流中间回路为中心形成对称的“背靠背”形式, 实现了传动系统的四象限运行。

图 6.2-73 为 IGCT 三电平双 PWM 变频器的主回路。其中每组三电平 IGCT 单元设有独立的电流变化率抑制电感器和钳位吸收电阻器、电容器、二极管。该钳位电路减少了吸收电路的杂散电感, 结构简单, 吸收效果好。

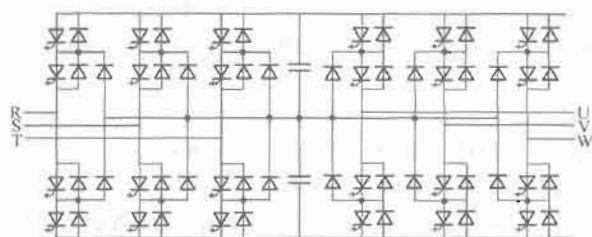


图 6.2-73 IGCT 三电平双 PWM 变频器的主回路示意图

系统中整流侧及逆变侧主回路 IGCT 器件采用了水冷散热器进行冷却。采用纯水冷却的方式可以缩小装置的体积, 使装置的结构设计更加紧凑, 还能够避免强迫风冷方式所容易造成的粉尘积累及绝缘下降等问题。每相的四套 IGCT 元件组装在一个串式结构中, 形成一个 IGCT 单元, 这种串式结构的 IGCT 单元使系统的维护和主回路元器件的更换都十分方便。每一串式结构中除 IGCT 器件外还包括反并联二极

管、钳位二极管等半导体器件。主回路中其他功耗较大的器件如电容放电电阻器、电流变化率抑制电抗器等也全部选用纯水冷却形式。为了减小 IGCT 器件在开关过程中所产生的过电压, 回路中的分布电感越小越好。IGCT 三电平双 PWM 变频器采用层叠母线连接技术, 优化设计各器件的布置, 缩短连接导体的长度, 从而减小回路的分布电感。交流同步电动机的励磁采用晶闸管三相全控桥式整流器供电, 励磁主回路的晶闸管元件也采用了纯水冷却形式。纯水冷却系统技术指标如下:

系统冷却水流量 0~1600L/min, 外部冷却水进水温度 0~32℃。

冷却纯水出口温度 17~37℃, 冷却纯水回水温度上限 77℃。

纯水水电阻 4~6MΩ/cm。

3) 控制系统简介。交—直—交同步电动机变频调速的控制系统采用同步电动机磁场定向控制方式, 整流单元与逆变单元采用完全相同的全数字控制硬件配置, 控制系统为采用 DSP 和单片微处理器的多 CPU 全数字控制系统。双 PWM 变频器控制系统硬件包括控制电源、数字处理器板、变流器接口模板、信号接口模板、网络通信接口板等, 在控制柜外部, 还配有熔断器接口板, 交流及直流电压检测接口板、变流器及直流母线接口板、IGCT 门极驱动电源板等。

数字处理器板采用 32 位浮点 DSP 处理器 TMS320C, 指令执行周期 60ns, 配有标准存储器、ASIC 及 FPGA 等集成电路, 用 ASIC 及 FPGA 集成电路来完成用户逻辑控制功能。

控制系统采用专用工具软件进行调试。该软件在个人计算机 Windows 环境下运行, 通过串口通信与传动系统连接。使用该软件可对传动系统进行初始化配置, 或进行在线的参数调整, 对于一些软件功能块可进行重新连接, 调试完成的参数可作为文件进行存储或下载到传动系统运行。工具软件还具有参数波形记录功能, 为传动系统的调试和故障诊断提供了便利。

(3) 带钢连轧机主传动控制功能的组成。

1) 交—交变频传动基本控制结构。图 6.2-74 为一个典型的交流同步电动机交—交变频调速控制系统的基本框图。交流调速系统中的速度调节部分与直流调速系统完全相同, 速度给定值  $\omega^*$  与速度反馈值  $\omega$  输入速度调节器, 经 PI 比例积分调节, 输出转矩给定值  $M_t^*$ 。根据同步电动机磁场定向原理, 转矩  $M_t^*$  等于定子电流转矩分量  $i_{st}$  与磁链  $\Psi$  的乘积。定子电流转矩分量  $i_{st}$  给定值的产生与直流调速相同, 为转

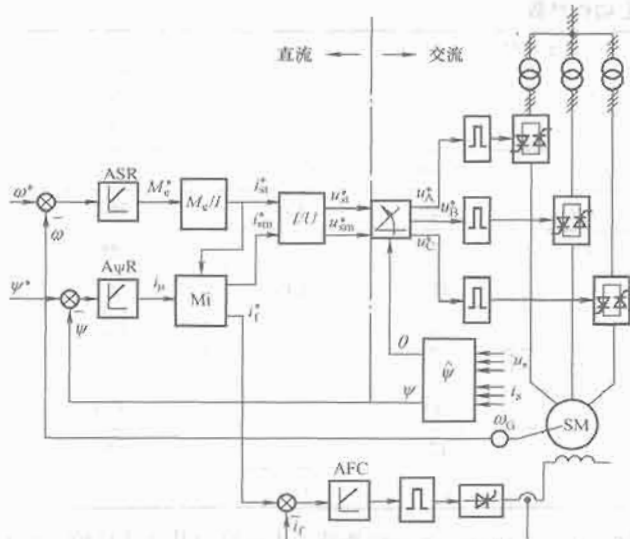


图 6.2-74 交流调速控制系统的控制框图

矩给定值  $M^*$  除以磁链  $\Psi$  得到。交流电动机磁场定向控制系统的基本结构包括磁链观测器和坐标旋转变换器、产生电压给定信号的电压前馈计算单元  $I/U$ 、计算定子电流和转子激磁电流的电流模型  $M_i$ 、磁链调节器  $A\psi R$  等单元。

2) 交—直—交变频传动基本控制结构组成。图 6.2-75 为交—直—交电压型变频调速系统的控制框图。交—直—交电压型变频器应用普遍，变频器通常由 IGBT、IGCT、IEGT 等可关断电力半导体器件组成的脉冲宽度调制 PWM 逆变器构成。电压幅值与相角的控制在 PWM 逆变器中完成。对比图 6.2-74，可以看到，交—直—交电压型变频调速系统与交—交变频调速系统完全相同，只是常见的电压空间矢量 PWM 逆变器需要的控制信号为定子电压的幅值和相角，坐标旋转变换单元  $VD$  把磁场坐标系下的定子电压  $u_{sm}$ 、 $u_{sl}$  变换为极坐标下的电压信号幅值  $u_s$  和相角  $\theta_u$ 。

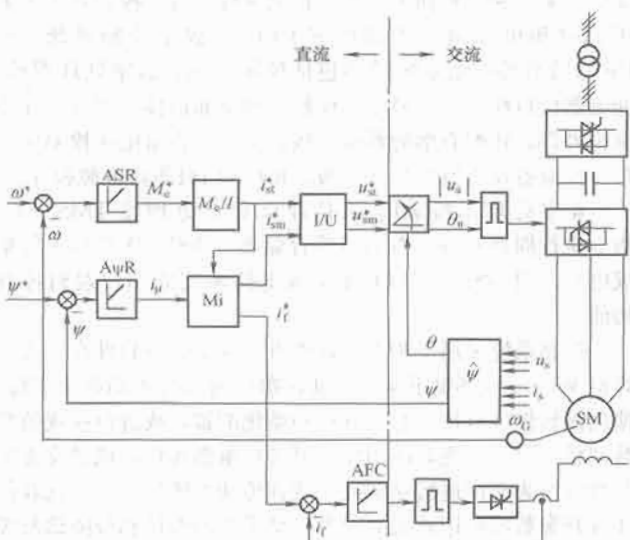


图 6.2-75 交—直—交电压型变频调速系统的控制框图

3) 其他控制功能。除了先进的系统结构之外，传动控制系统还增加了一些特别的控制环节，如速度跟随、速度自适应……，以适应连轧工艺的要求。这些控制环节多与速度控制相关。

**速度跟随。**连轧机组各机架间速度有严格的级联匹配关系——秒流量相等，只有遵守这个关系，才能够保证正常生产。实际的各机架速度不是一成不变的，从 F1 咬入带钢，

到卷取机卷上钢带之前，精轧机组都是低速运行，保证咬入平稳。当卷取机卷入钢带，整个连轧机组就要升速轧制，以取得最大的生产效益。当这块带钢尾部接近 F1 机架时，又要求整个精轧机组降速轧制。这样每轧一卷钢，连轧机组至少就要升降速各一次，频繁的加减速过程中，要求各机架间速度的匹配关系不能破坏，所以各系统要有良好的速度跟随特性。为此，速度给定积分器环节增加了积分器时间切换环节，以适应不同的工艺要求。

**速度自适应。**和直传动一样，当电动机高于基速运行时，电动机弱磁，其等效积分时间常数增大，速度环的开环放大倍数减小，为了保证在整个调速范围内系统的动态性能指标都相同，即保证速度环的总开环放大倍数不变，速度调节器比例应除以磁链，这样可以消除气隙磁链变化对开环放大倍数的影响，实现速度自适应调节。

**速度陷波滤波。**轧机机械传动系是一个多环节弹性系统，在轧制过程中会产生扭振现象。当机械传动系统扭振的固有频率与电气传动系统频率接近或相等时，可能使轴系产生共振。轴系扭振时速度实际值信号中就叠加了扭振扰动成分，这种扭振扰动分量经过速度 PI 调节器放大后，给定转矩输出就会含有放大的扭振扰动分量，在电气传动系统频率与轴系扭振的固有频率接近或相等时，加剧了扭振从而产生机电共振，并可能导致机械损坏。为了克服机电共振对轴系造成的破坏，除了可以在速度调节环节中设有陷波滤波器单元，滤除速度信号实际值中的机械传动系统固有频率的扰动分量，还可以采用一种 RMFC+AMFC 的自适应控制技术，实现速度的自适应调节，有效抑制机械传动系统固有频率的扰动。

**定子电流转矩分量的限幅。**由于采用了矢量控制，定子电流转矩分量和磁化电流分量既能够单独控制，又能够统一计算定子电流的大小，保证定子电流不超过允许值。

**动态速降的克服。**轧机传动是一个速度控制系统，轧制扰动尤其是在机架咬钢时会使系统产生明显的动态速度变化，在轧机传动中称为动态速降。动态速降是连轧机速度级联匹配关系的另一个干扰因素。现代轧钢工艺要求电气传动系统的动态速降越小越好，但是传统双闭环调速系统对轧制扰动的抗干扰特性较差，扰动会造成系统较大的动态速降，系统的恢复时间也较长。这不仅影响连轧关系，也会影响轧制工艺控制的自动厚度和自动宽度调节，从而影响产品的质量。双 PWM 变频控制系统中采用负荷观测器将电动机的实际负荷转矩与加减速转矩、摩擦转矩等分离，再以实际负荷转矩为前馈补偿量，直接加到速度调节器的输出，改变电动机的转矩大小，以减小轧制扰动对速度的影响，改善系统的动态品质。

**主轴定位。**连轧工艺要求各轧机的换辊频率高，换辊速度快。为实现精度高的主轴定位，控制系统配置了主轴定位控制环节，能够实现停车定位精度  $\leq 1^\circ$ 。

**模拟轧制。**连轧工艺复杂，牵扯的控制设备庞大，影响正常轧制的因素很多，需要一种简单高效可行的模拟方式来调整和试验各设备能否协调工作，减少不必要的损耗。为此，传动系统内设置了模拟运行功能。该功能可以响应上一级自动化系统的命令，反馈传动系统的虚拟运行状态，模拟出电动机运转的技术数据等，实现连轧系统的模拟轧制运行。

#### 5.4.3 轧钢机压下的位置控制系统

(1) 位置控制系统的基本组成。在电气传动控制系统中，有许多机械要求进行位置控制。例如轧钢机的压下



装置及其他辅助设备的定位、剪切机被切材料的长度控制、炉卷轧机的钳口定位、板材处理线焊缝位置控制、数控机床的定位控制等。要实现这些较高精度的位置控制，必须采用位置反馈控制方法，现以轧机压下系统为例来说明它的组成和结构。位置控制系统的基本结构如图 6.2-76 所示。

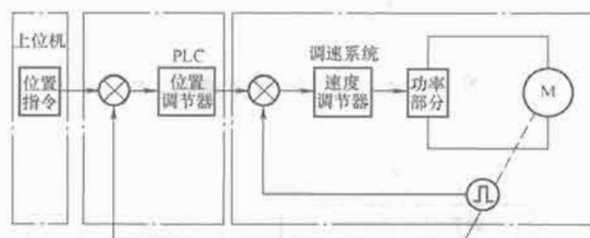


图 6.2-76 速度系统加位置环组成的位置控制系统

在压下位置控制过程中，压下位置的设定值可以在操作台的上位机人工设定，也可以根据轧制工艺自动设定。由于压下装置通过电动机来传动，所以压下位置可以借助装在电动机同轴的脉冲编码器来检测。压下的实际位置便可以通过 PLC（可编程控制器）进行采集。PLC 依据程序内的控制算法（2）计算并实现能在最短时间内把被控压下螺丝移动到设定位置，达到电动机应该具有的最佳速度设置信号，然后将此控制信号送到传动系统的速度控制装置去。PLC 的控制算法能保证在被控制的压下螺丝接近位置设定值的过程中，按照一定规律发出速度控制信号。当位置进入规定的精度范围后，将控制信号取消。

这种位置控制系统可以看成是在调速系统的外面再套一个位置环。图 6.2-76 便可概括出具有普遍性的位置自动控制系统的结构，在位置控制过程中，控制对象的位置信号，可以通过位置检测装置和过程检测装置反馈到 PLC 中去，与上位机给定的位置目标值进行比较，然后根据偏差信号的大小，由 PLC 给出速度控制信号，通过速度调节回路去驱动电动机，实现闭环位置调节。

（2）位置控制规律和理想定位过程的控制算法。

1) 位置控制的基本原理。为了准确地进行位置控制，一般对位置自动控制有以下几点要求：①电动机转矩不得超过电动机和机械系统的最大允许转矩；②能在最短时间里完成定位动作，并且定位符合规定的精度要求；③在控制过程中不应产生超调现象，并且系统应稳定；④由于 PLC 是通过软件进行控制的，所以还要求控制算法简单。

为了满足上述要求，必须按以下所述的最佳控制曲线进行控制。

2) 轧钢机压下的检测方法检测。脉冲编码器从结构上可分为接触式和非接触式，从原理上分为增量式和绝对式。

增量型编码器，每转动一圈，可以提供一定数量的脉冲信号，周期性的测量单位时间内的脉冲数，可以用来测量移动物体的速度。如果某个参考点后面脉冲数被累加，计数值就代表了被测物体相对参考点的转动角度或行程。

绝对值编码器，不产生脉冲，而是产生一串数据链。一个非常简单的方法是直接从编码器上读取轴的位置，为每个轴的位置提供独一无二的编码数字值。在定位控制应用中，减轻了接收设备的计算任务。

3) 理想定位过程。图 6.2-77 是理想定位过程图示。设位置偏差为  $S$ ，位置的初始偏差为  $S_0$ ，被控对象最大线速度为  $V_m$ ，受最大允许动态转矩限制的最大允许加速度和最

大允许减速度都为  $a_m$ 。为了尽快地消除位置偏差，就应使电动机以最大加速度  $a_m$  启动。在加速度阶段有下列关系

$$V = a_m t \quad (6.2-36)$$

则位置偏差量  $S$  为

$$S = S_0 - \int_0^t v dt = S_0 - \int_0^t a_m t dt = S_0 - 1/2 a_m t^2 \quad (6.2-37)$$

于是到达  $V_m$  的时间  $t_1$  为

$$t_1 = V_m / a_m \quad (6.2-38)$$

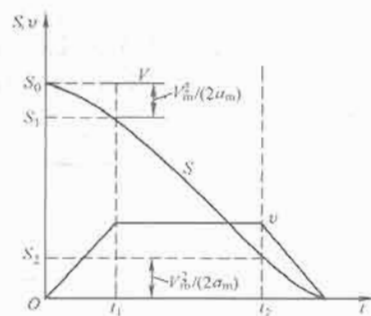


图 6.2-77 理想定位过程

将式（6.2-38）中的  $t_1$  代入式（6.2-37），则此时的位置偏差值为

$$S_1 = S_0 - V_m^2 / 2a_m \quad (6.2-39)$$

式中的  $V_m^2 / 2a_m$  是在加速阶段移动距离，如图 6.2-77 所示。

由于此时还未达到所要求的设定位置（即偏差  $S > 0$ ），因此，还需以最大速度  $V_m$  继续移动。到什么时间进行减速，这是一个关键。要处理好减速时间，必须综合考虑以使得定位时间最短，且定位准确。一般是采用最大允许加速度和最大允许减速度相等的原则，因此，在减速阶段移动的距离正好等于加速阶段移动的距离。如果在  $S_2 = V_m^2 / 2a_m$  处开始以最大允许减速度  $2a_m$  开始减速，那么速度减到零时，必定到达所要求的设定位置，即  $S=0$ 。

从以上的分析看出，如图 6.2-77 所示的理想定位过程可以分为三个阶段：开始以最大加速度  $a_m$ ，加速到  $V=V_m$ ；然后维持  $V=V_m$  运行到  $S_2 = V_m^2 / 2a_m$ ；最后从  $S_2 = V_m^2 / 2a_m$  处开始，以最大减速度  $a_m$  减速，直到  $V=0$ ， $S=0$ 。

从理论上说，这种定位过程能在最短时间内完成定位，但是实际上受到采样控制和传动装置滞后的影响。另外，在位置偏差很小的情况下，要实现如图 6.2-78 所示的理想减速过程所需系统的开环放大系数很大，因此，理想定位过程是很难实现的。

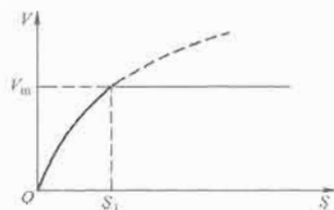


图 6.2-78 理想减速过程的  $V=f(S)$  曲线

4) 减速过程的控制曲线。由于图 6.2-78 的理想  $V=f(S)$  曲线很难实现，为此可将减速过程的  $V=f(S)$  曲线设计成如图 6.2-79 所示，即整个减速段  $V=KS$  或图 6.2-80 部分减速段  $V=KS$  两类曲线。 $K$  为常数， $K$  值要凭经验预选，在调试中修正。 $K$  值选得过大，将超出系统的制动能力； $K$  值越小，定位易准，但时间加长。



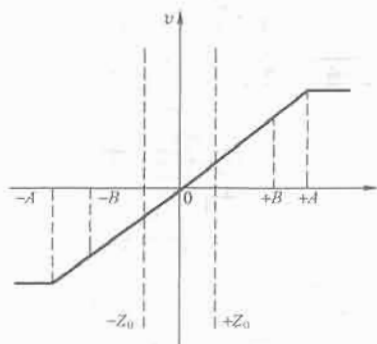


图 6.2-83 位置控制规律

系统。张力控制方法可分为间接法和直接法两种，目前普遍采用间接法。

(1) 张力控制系统的一般工作原理。在带张力工作的机械中，若忽略电动机和机械系统的空载损耗，张力力矩  $M_T$  与电动机的电磁转矩  $M_D$  之间有如下关系

$$M_D = M_T / i = FD / 2i \quad (6.2-44)$$

$$M_D = C_M \Phi I \quad (6.2-45)$$

$$F = P / V \quad (6.2-46)$$

$$F = EI / V \approx UI / V \quad (6.2-47)$$

式中： $M_D$ 为电动机电磁转矩； $M_T$ 为张力力矩； $U$ 、 $E$ 、 $I$ 为电动机电枢电压、电动势和电枢电流； $F$ 为带材张力； $D$ 为带卷或张力辊的直径； $i$ 为机械系统的减速比； $C_M$ 为电动机转矩常数； $\Phi$ 为电动机磁通； $P$ 为电动机输入功率； $V$ 为带材线速度。

从式 (6.2-44) 和式 (6.2-45) 得到

$$F = 2C_M I \Phi / D = K(\Phi / D) I \quad (6.2-48)$$

根据式 (6.2-48)，要维持张力恒定有多种方法，可以根据工艺要求选择。

1) 维持电枢电流恒定。在对张力调节不高的场合，从式 (6.2-47) 知，可采用调节电动机电流恒定的方法（此时电动机的端电压应与带材线速度成比例）。图 6.2-84 是金属加工线中卷取机和张力辊之间维持张力恒定的一种方法。其中卷取机系统承担控制线速度的作用，而张力控制由张力辊系统来实现，同时采用在电流调节器基础上附加的转速控制系统。当引带时，两个系统都作为转速调节而起作用，控制张力辊的送带速度和卷取机的线速度相一致。

当带材咬入卷筒时，张力辊被带材拉住，线速度提高。张力自动投入后，卷取机与张力辊间建立张力，张力辊系统速度调节器饱和。电流给定值即为 ASR2 的输出限幅值，将转速调节系统自动转为电流调节系统。电动机 M2 工作在制动状态。因张力辊的直径恒定，电动机的磁场也不变，故也是一个恒张力调节系统。

2) 维持电动机的功率恒定。从式 (6.2-46) 知，控制卷取机的功率（近似用其电压和电流的乘积代替）与加工线的基准速度成正比，就可以使张力维持恒定。按此原则构成的张力系统见图 6.2-85。

此方案不需调节电动机的励磁，在电流调节器 ACR 前引入功率调节器 APR。功率反馈信号用电压和电流的乘积得到，功率给定（即张力给定）信号由线速度检测经过张力给定电

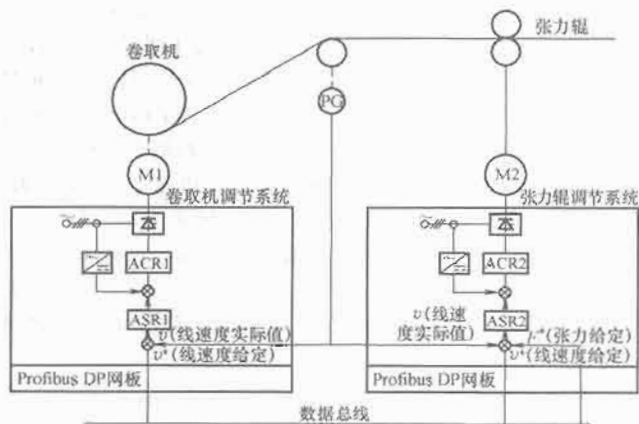


图 6.2-84 张力辊的恒电流调节系统框图

ASR1、ASR2—速度调节器；ACR1、ACR2—电流调节器

位器送到速度调节器 ASR 的限幅输入中。当卷取机工作于换卷引带或断带时，系统外环即速度调节器投入工作，这是一个转速调节系统。

当带材咬入后，产生张力，使 ASR 的反馈值小于给定值，处于饱和状态，其限幅值就是功率（张力）给定值。系统作为一个恒功率调节系统而工作，维持张力恒定。这种系统较为简单，随线速度或卷径变化，调节电枢电压，但由于电动机的励磁保持恒定，因而功率利用率低，只适用于小功率、卷径变化较小的场合。

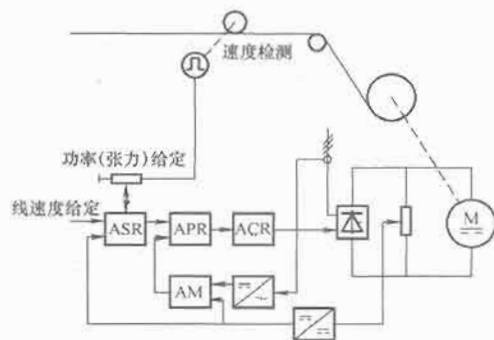


图 6.2-85 恒功率调节的张力控制方案

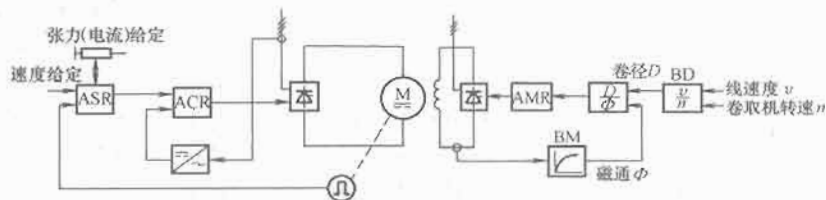
ASR—速度调节器；APR—功率调节器；

ACR—电流调节器；AM—乘法器

3) 维持  $I$  恒定和  $\Phi/D$  恒定。按式 (6.2-48) 的关系，分别控制电枢和励磁，控制系统通常由下述两个独立部分组成，见图 6.2-86。

电枢电流控制部分：用调节电动机电枢电压随卷径变化，改变电动机转速维持电枢电流不变。张力大小由电流给定值决定。

磁场控制部分：调节电动机励磁电流，使磁通随着卷径变化而变化，从而维持  $\Phi/D$  的比值不变。图 6.2-86 所示是这种方案的调节系统图。当钢带咬入后，速度调节器进入饱

图 6.2-86 维持  $I$  和  $\Phi/D$  恒定的张力控制方案

ASR—速度调节器；ACR—电流调节器；AMR—励磁调节器；

BM—励磁变换器；BD—卷径计算

和,其饱和值由张力(电流)给定决定。通过电流调节器 ACR 维持电流恒定。随着卷径的变化,为了维持张力恒定,要求电动机磁通  $\Phi$  随着变化,并维持  $\Phi/D$  恒定,这是通过电动机励磁调节器 AMR 来实现的。卷径测量取自卷取机的线速度和卷取电动机的转速。卷径计算,根据  $D \propto V/n$  的关系进行运算,卷径计算环节的输,就和卷径  $D$  成比例。此输出作为电动机励磁调节的给定值。随着带卷直径变化,例如卷取工作时是从小变大,则励磁电流输出也相应逐渐增大,电动机的磁通也随之增大,以维持  $\Phi/D$  恒定。速度调节器的作用是实现卷取机的点动工作和在断带时限制电动机的转速。

这种方案的缺点是:①不论是在高速还是在低速,卷取过程的调速全由磁场来实现,因此,在低速时电动机的功率不能充分利用。②由于  $\Phi \propto D$ ,所以电动机允许的弱磁倍数应等于卷径变化的倍数。当卷径变化很大时,要求电动机弱磁倍数也很大,故电动机体积很大。③采用这种方式,电动机容量要由最大张力和最大线速度的乘积来决定,但实际上大张力仅在低速时需要,也使得电动机的功率不能充分利用。

4)按  $I$  正比于  $D/\Phi$  调节电动机电枢电流  $I$ 。从式(6.2-48)知,如果维持  $I$  正比于  $D/\Phi$ ,也可使张力不变,其原理可见图 6.2-87。这种系统和通常的非独立控制调速系统一样,不管是卷取线速度升高还是卷径减小,要求电动机转速随卷径的减少而升高,转速变化按照在基速以下采用调压和在基速以上采用弱磁的方法。和一般的转速闭环控制比较其区别在于:在正常卷取工作时,速度调节器 ASR 处于饱和状态,其限幅值由输出值等于  $D/\Phi$ ,用电流调节器自动维持电枢电流与  $D/\Phi$  成正比来维持张力恒定。

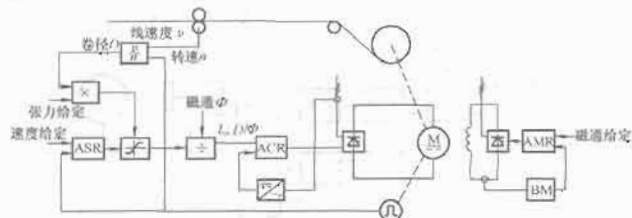


图 6.2-87 维持  $I \propto D/\Phi$  的张力控制方案  
ASR—速度调节器; ACR—电流调节器;  
AMR—励磁调节器; BM—励磁变换器

由于这种系统无论线速度是多少、卷径多大,在基速以下调速时,电动机均在满磁下工作。因此,可以合理利用电动机的容量,而且弱磁倍数与卷径变化范围无关,可以选择弱磁倍数小的标准电动机。

## (2) 间接张力控制和直接张力控制。

1) 间接张力控制。间接张力控制不需要张力传感器或张力测量装置,控制系统中不用张力调节器,张力给定值乘以卷径实际值,作为转矩设定值作用于系统,电动机电流随着卷径的增加而线性增加,张力保持恒定。这种控制方式,速度调节器通过输入一个饱和设定保持在限幅状态。其原理框图可见图 6.2-88。

间接张力控制的优点是,不需要张力计检测实际张力,维持张力恒定靠控制电动机电枢电流,并随卷径变化计算电磁转矩,维持张力恒定。其实现对张力调控的过程属于开环控制。当系统产生扰动时,如摩擦、速度动态变化 ( $dn/dt$ ) 等因素对张力波动的消除,靠系统内设置的各类补偿环节,微调张力电流给定值,因对张力控制的精度低,不能实现反馈控制。该方式适用于张力控制要求

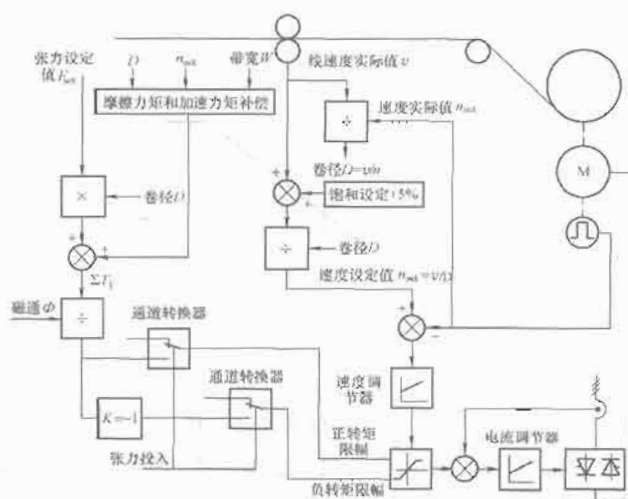


图 6.2-88 卷取机间接张力控制系统原理框图  
 $D$ —卷径计算值;  $v$ —材料线速度实际值;  
 $n$ —卷取传动电动机转速实际值

较低的系统。

2) 直接张力控制。直接张力控制,需要张力传感器直接测量卷材张力,张力传感器的输出信号作为张力实际值信号反馈到张力调节器的输入端,张力调节器输出为电动机转矩设定值,并通过闭环随卷径变化时的张力恒定。对于传动控制系统,该方式可近似看成转矩闭环控制。其原理框图可见图 6.2-90。

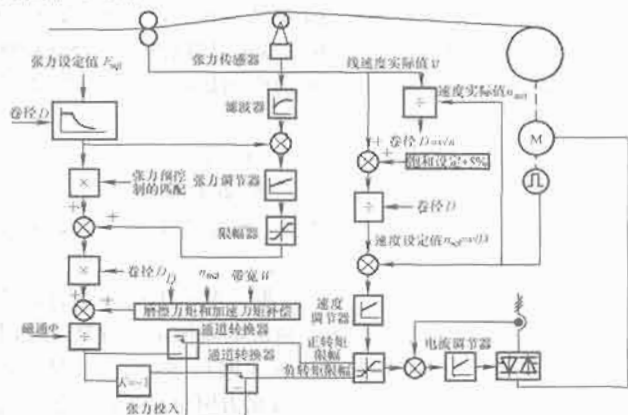


图 6.2-89 卷取机直接张力控制系统原理框图

(3) 轧机卷取机张力控制系统的应用实例。卷取机数字控制系统,除基本传动装置以外,另外配置一套带卷取软件的工艺模板或可编程序控制器,来实现卷取机的转矩设定计算、卷径计算、转矩补偿计算和恒张力控制。西门子公司张力控制系统典型配置见图 6.2-90。其中,基本传动装置为该公司交直流通用控制装置,如直流传动装置 6RA70 或通用变频器,张力控制多用工艺控制模板 T400 和卷取软件。

在卷取张力控制系统中,卷取机电机转矩的计算是该系统的关键环节。电动机电矩由卷取张力力矩、惯性力矩补偿、带钢弯曲力矩补偿和摩擦转矩补偿等部分组成。张力力矩,惯性力矩补偿计算中均与卷径变量有关,卷径计算和各部分力矩计算精度直接影响到卷取张力控制的效果。

根据电动机电矩公式,可以计算出卷取机电机电枢电流给定值  $I$  为

$$I = M_D / C_M \Phi$$



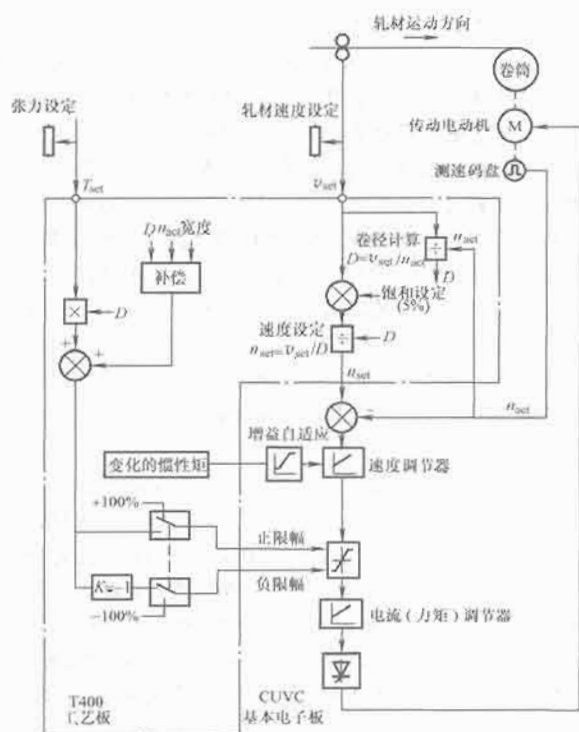


图 6.2-90 张力控制系统配置示例

$$M_D = M_F + M_I + M_B + M_H$$

式中：\$M\_D\$ 为卷取电动机力矩；\$M\_F\$ 为张力力矩；\$M\_I\$ 为惯性力矩；\$M\_B\$ 为带钢弯曲力矩；\$M\_H\$ 为摩擦力矩；\$C\_M\$ 为电动机力矩常数；\$\Phi\$ 为电动机磁通。

卷取机电机电流给定值送给卷取机传动调速系统，并通过卷取机调速系统的调节作用，控制电动机的负载电流，在正常卷取过程中，速度调节器饱和和电动机处于转矩控制状态，并实现卷取带钢过程的恒定张力控制，主要控制环节包括：

1) 线速度测量。线速度测量是卷取机卷取过程的一个重要变量。通常是通过读取卷取机前的偏导辊上脉冲编码器输出脉冲数并通过计算而获得的。设偏导辊直径为 \$D\$ (m)，每转一周发出 \$L\$ 个脉冲，速度采样周期为 \$T\$ (ms)，在一个采样周期共读取 \$X\$ 个脉冲，则实际线速度可由下式求得

$$V = \pi DX / 1000 TL \quad (\text{m/s}) \quad (6.2-49)$$

转速测量精度与脉冲编码器每转给出的脉冲数及采样时间有关，在转速恒定的情况下，脉冲编码器每转脉冲数越多，采样时间越长测量精度越高。

2) 卷径计算。卷取机控制系统，卷径信号准确与否直接影响张力控制的稳定性和精确度。对于卷取机有下式

$$V = D\pi n / 60i \quad (6.2-50)$$

式中：\$V\$ 为带钢线速度，m/s；\$D\$ 为卷径，m；\$n\$ 为电动机转速，rpm；\$i\$ 为机械减速比。

卷径计算是通过带钢线速度和电动机实际转速按式 (6.2-50) 计算得出的，在整个卷取过程中，它是一个积分运算量。因此，在程序中需确定运算周期 \$t\$、卷径变化率和卷取时间 \$T\$。

运算周期 \$t\$ 定义。在最小直径 \$D\_{\min} = D\_{\text{core}}\$ 和最大线速度 \$V\_{\max}\$ 情况下，卷筒转一周的时间，为一个运算周期。

$$T = D_{\text{core}} \pi / V_{\max} \quad (\text{s})$$

卷径变化率 \$p\$。卷径变化率为：\$P = 2d/t\$，\$d\$ 为带材厚度，卷取机每转一圈直径的变化量为 \$2d\$，\$t\$ 为旋转一周的时间。

卷取时间 \$T\$ 带材卷取过程，是从卷筒直径 \$D\_{\text{core}}\$ 开始到期望的卷径 \$D\_{\max}\$ 的过程，由上可得整个卷径积分运算时间 \$T = (D\_{\max} - D\_{\text{core}}) \times t / 2d\$。

3) 转矩计算，见图 6.2-91。卷取机转矩设定值由下列部分组成：

① 张力力矩在带钢卷取过程中，应使带钢承受一定的张力，张力控制的稳定性和精度对钢卷质量影响很大。其卷取张力设定值取决于上位机给定的卷取单位张力、带钢宽度与厚度，在卷取过程中根据卷取张力及钢卷卷径变化就可以计算出卷取张力力矩，力矩计算公式为

$$F = WHF_0 \quad (6.2-51)$$

$$M_F = FD/2 \quad (6.2-52)$$

式中：\$F\$ 为卷取带钢张力，N；\$F\_0\$ 为卷取单位张力，N/mm<sup>2</sup>；\$W\$ 为带钢宽度，mm；\$H\$ 为带钢厚度，mm；\$D\$ 为钢卷直径，mm；\$M\_F\$ 为卷取张力力矩，N·m。

② 惯性力矩补偿。材料线速度恒定条件下，随着卷径的变化使卷取机卷筒转速随卷径变化，为保证恒定的张力，必须根据卷筒连同钢卷自身转动惯量进行惯性力矩补偿。而在带钢卷取过程中，卷筒和钢卷总的转动惯量 \$GD^2\$ 随钢卷直径的增大而增大。\$GD^2\$ 变化及惯性力矩补偿计算公式为

$$GD^2 = GD_0^2 + (\pi/8)\rho W(D^4 - D_0^4) \quad (6.2-53)$$

$$M_I = (GD^2/375)(1/\pi D)dv/dt \quad (6.2-54)$$

式中：\$GD^2\$ 为全部转动惯量；\$GD\_0^2\$ 为固定部分的转动惯量（卷筒部分）；\$D\_0\$ 为钢卷内径；\$\rho\$ 为钢铁密度，取 \$\rho = 7.8 \times 10^3 \text{ kg/m}^3\$；\$W\$ 为带钢宽度；\$v\$ 为轧制线速度；\$n\$ 为卷筒电动机转速。

③ 带钢弯曲力矩补偿。带钢弯曲力矩占电动机力矩的一定比重，它与带钢厚度的二次方、带钢宽度、带钢屈服应力成正比，带钢屈服应力与钢种、带钢材质有关。带钢弯曲力矩补偿量计算式为

$$M_B = (W/4)H^2\delta_y 10^{-3} \quad (6.2-55)$$

式中：\$\delta\_y\$ 为带钢屈服应力，N/mm<sup>2</sup>；\$H\$ 为带钢厚度，mm；\$W\$ 为带钢宽度，mm；\$M\_B\$ 为弯曲力矩。

④ 摩擦力矩补偿。该补偿值是用于修正卷筒驱动电动机到卷筒之间的机械损耗。摩擦转矩补偿是和速度相关的，除减速比大的卷取机系统，摩擦转矩主要取决于减速机的温度。较高的卷取速度，在某种程度上多少要导致减速机的温度升高，这一温度升高将产生不同的摩擦转矩。对于间接张力控制系统，设计一个和速度相关的摩擦转矩特性，有利于提高卷取机的转矩补偿。速度摩擦转矩补偿值太高，将导致带钢的松弛，一般补偿量为电动机额定转矩的 2% 以下。

综上所述，对于工程应用的典型配置，张力控制和转矩控制是靠工艺模板实现，所得的电枢电流或转矩计算值，作为传动装置闭环控制的设定值。

#### 5.4.5 飞剪传动和快速起停控制系统

在钢铁工业的棒材、带钢和线材轧制过程中，飞剪的主要作用是用来横向剪切运动着的轧件，去掉轧坯头部或尾部的不规则及温度低的部分，便于下一轧制段的顺利轧制；还可将较长的轧件分段为要求的理想尺寸。这些剪切都是在轧制过程中来完成的。飞剪可装设在连续式轧机的轧制作业线上，用于轧件的切头、切尾、碎断、定尺、倍尺分段剪切；也可装设在横切机组、连续镀锌机组、连续镀锡机组和彩涂机组等连续作业精整机组上，完成式样剪切、焊缝剪切等作业。

在传动快速起停控制系统中，飞剪的控制是非常典型的应用范例，被广泛应用于轧钢、造纸等工业领域。所谓飞

剪,就是剪切机刀片在剪切轧件时跟随轧件一起运动,它的控制系统包括速度控制系统、位置控制系统、长度计算控制系统以及补偿计算控制系统。

(1) 飞剪机械结构和传动方式的分类和特点。飞剪的种类繁多,应用领域广泛。根据飞剪应用的实际工业现场,飞剪可分为钢坯飞剪、钢板飞剪和小型型材飞剪;根据工艺目的的不同,飞剪可分为定尺飞剪、倍尺飞剪、切头尾飞剪、碎断飞剪等;按飞剪剪切机构的组成及运动特点,飞剪可分为杆式、凸轮式、行星齿轮式、圆盘式飞剪等;根据结构形式不同,有圆盘式飞剪、滚筒式飞剪、曲柄回转杆式飞剪、曲柄偏心式飞剪、摆式飞剪等。

1) 飞剪按传动方式的分类和特点。按飞剪的传动方式分,一种是启停工作制,即通过电气控制,每完成一次剪切,电动机按起动—加速—制动—停止过程进行,起停工作制度控制准确,飞剪剪切的轧件长度公差小,定尺率高。第二种是连续工作制,即电动机连续运行,飞剪剪切由气动离合器和制动器控制;还有一种连续工作制的飞剪则与机械相配合,通过空切机构改变上下刀刃相遇的时间间隔,实现定尺长度的调整。这种飞剪大量使用在剪切定尺较短的带材或棒材精整生产线上。另外,对于专门用于碎断的飞剪通常采用连续工作制,安装若干对刀片的转鼓连续转动,将废钢切成碎断,无需安装其他机构。

① 连续工作制进行的飞剪,剪切精度主要依赖于气动离合器和制动器的优异性能,利用连续运转的离合器以及机械系统的转动惯量来实现剪切。使用离合器和制动器的飞剪相对于电动机直接驱动的飞剪有节能的优势,而且对电控方面的要求较低,因此综合投资比较低,比用空切机构、匀速机构实现定尺变更的飞剪或用摆槽实现剪切的飞剪有很大的优越性。但是,由于这类飞剪剪切的准确度完全由气动离合器和制动器工作状态所决定,随着离合器和制动器的磨损,定尺精度受到影响,而且离合器和制动器常需更换摩擦片,维护比较复杂,维修量大。同时,为保证剪切力矩,常在高速轴上装有飞轮,机构也显得比较庞大。

速轴上装有飞轮,机构也显得比较庞大。

② 起停工作制的飞剪,适用于轧件切头或剪切定尺长度较长的轧件。每一次剪切,飞剪电机都要从静止开始快速起动,在一定旋转角度内加速,使剪刀线速度达到或超过轧件速度,并在此时进行剪切,剪切完成后电动机快速制动和反向运转使剪刀回到准备位置。起停工作制飞剪的电气控制系统能保证剪刀的精确复位,没有累计误差,剪切精度高,因为要在很短的时间内把剪刀加速到工艺要求的速度,所以要求由电动机、机械传动和剪切机构组成的这个系统的转动惯量尽可能的小,过载系数要高。低转动惯量电动机的推出,也推动了起停工作制飞剪的推广。但是相对于连续工作制的飞剪而言,起停工作制飞剪的控制系统复杂,价格较高。

目前,国内外发展的趋势是采用直接驱动型起停工作制飞剪。这主要是起停工作制飞剪有其不可替代的优越性。首先,起停工作制的飞剪,结构简单,维护保养也简单;其次,起停工作制飞剪采用高功率、低惯量的驱动,可使飞剪的起动、制动时间缩短到0.5s,从而使剪切周期缩短,定尺调整更加灵活,适合高速剪切;另外,起停工作制飞剪的剪切精度高,且具有可重复性,可以有效地保证生产线的成材率。

2) 飞剪按机械结构的分类和特点。飞剪的分类方式多种多样,但其电气控制系统的设计方法基本相同,只是根据飞剪的剪切机构型式不同而略有区别。目前应用比较广泛的飞剪有以下几种:

① 滚筒式飞剪。滚筒式飞剪机是一种应用很广的飞剪,主要应用于连轧或横切机组上,当它作为切头飞剪时,其剪切厚度可达45mm。滚筒式飞剪的刀片作简单的圆周运动,故可剪切运动速度高达15m/s以上的轧件。

图6.2-92是滚筒式飞剪工艺示意图。切头和切尾的刀片相隔180°,装在滚筒上,上下滚筒各安装两把刀片。当滚筒式飞剪作为定尺剪使用时,上下滚筒各安装一把刀片。

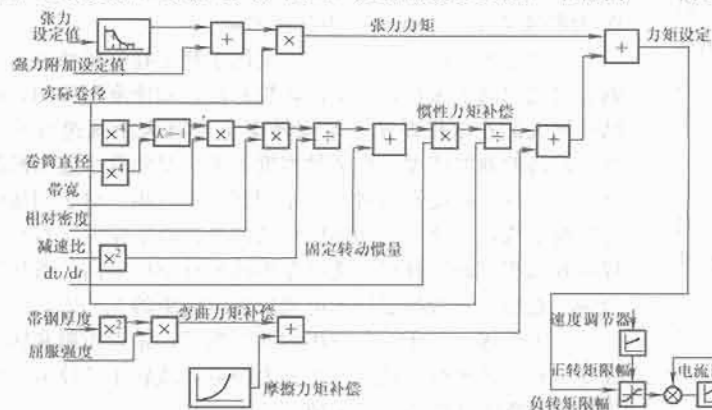


图 6.2-91 卷取机力矩计算原理框图

当滚筒旋转时,刀片作圆周运动,上下刀片具有良好的平衡性,可达到高速剪切轧件的目的。但是由于剪刀切入轧件时在垂直方向不平行,剪后轧件头部不平整,而且剪刀磨损较快,故滚筒式飞剪以剪切小型型钢或相应的方坯,以及薄板带为宜。

滚筒式飞剪多为切头尾控制,由于其剪刀略有区别,因此要求电气控制系统在剪切控制时要在180°旋转范围内完成,并进行剪刀的精确定位控制。

② 回转式飞剪:回转式飞剪的结构与滚筒式飞剪的结构类似,在剪切运动时具有相同的优缺点。回转式飞剪常用于精轧前切头、切尾和冷床前倍尺分段剪切,用于剪切断面

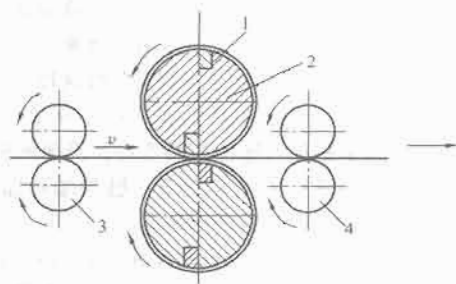


图 6.2-92 滚筒式飞剪工艺示意图

1—刀片;2—滚筒;3—送料夹送辊;4—夹送辊

较小的轧件。这种飞剪结构简单,能够满足剪切质量要求。其结构见图6.2-93(b)。

③ 曲柄回转杆式飞剪。为保证良好的剪切断面,飞剪剪刀在剪切时应尽量作平面平移运动或近似的平移运动。因此在剪切厚度较大的板带或钢坯时,采用曲柄回转杆式飞剪,也称曲柄连杆式飞剪。图6.2-93(a)是曲柄连杆式飞剪结构图。

刀架1作成杠杆形状,其一端固定在曲柄轴2端部,另一端通过连杆5与摆杆4相连。当曲柄轴2转动时,刀架1作平移运动,固定在刀架上的刀片能垂直或近似地垂直轧件。

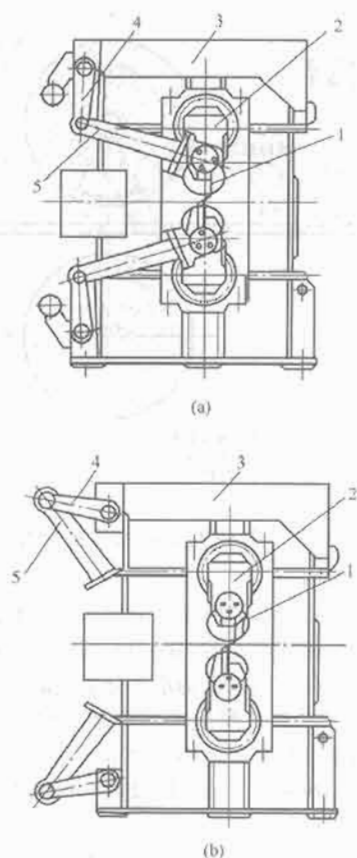


图 6.2-93 回转式飞剪和曲柄

连杆式飞剪结构示意图

(a) 曲柄连杆式飞剪结构图; (b) 回转式飞剪结构图

1—刀架; 2—曲柄轴; 3—箱体; 4—摆杆; 5—连杆

由于这类飞剪在剪切轧件时刀片垂直于轧件, 运动曲线类似于椭圆, 剪切断面较为平整。而且此类飞剪在剪切板带时, 可以采用斜刀刃, 以便减少剪切力。这种飞剪的缺点是结构复杂, 剪切机构动力特性不好, 轧件的运动速度不能太快, 一般要求轧件速度小于  $5\text{m/s}$ , 剪切的轧件厚度为  $30\sim 70\text{mm}$ 。

正是由于此类飞剪的运行轨迹为椭圆, 因此在电控系统参数计算时较为复杂, 但是在补偿控制比较完善的控制系统中, 其运行轨迹可按圆周考虑。

④ 曲柄—回转联合飞剪。由于目前连续式小型钢厂中产品范围广, 轧机速度变化范围大, 因此单独使用回转式或曲柄连杆式飞剪都不能满足生产要求, 但同时设置两台飞剪浪费较大, 机械生产厂家近年又推出了一种曲柄—回转联合式飞剪。当剪切断面较大而速度较低时, 飞剪为曲柄连杆式, 见图 6.2-93 (a); 当剪切断面较小而速度较高时, 将连杆 5 从刀架 1 上卸下后, 与摆杆 4 一起固定在飞剪箱体 3 上, 此时就组成了一台回转式飞剪, 见图 6.2-93 (b)。这种飞剪转换形式迅速方便, 能适应轧件速度范围和剪切范围有较大变化的场合。

另外, 联合飞剪在剪切大断面轧件时, 为保证足够的剪切力, 在电动机功率不变的前提下, 可通过手动离合在飞剪高速轴端加装飞轮, 增加机械转动惯量。

曲柄回转组合式飞剪虽然控制灵活, 效果理想, 但同时对于电气控制系统的要求较为繁杂, 两种剪切方式的动态特性有很大区别, 剪刀运行轨迹、最高剪切线速度差别很大, 电气运行参数无法保证一致, 因此, 在全数字传动控制系统推

出后才得以广泛地应用。

以上各种飞剪的位置检测都是通过安装于电动机轴端或剪刀轴端的编码器以及接近开关来完成的。其电气控制系统主要完成剪刀的位置控制和剪切轧件的计长控制。

⑤ 摆式飞剪。摆式飞剪一般用于棒材的精整生产线, 其主要功能是将连续运行的层状棒材剪切成定尺。其结构示意图如图 6.2-94 所示。

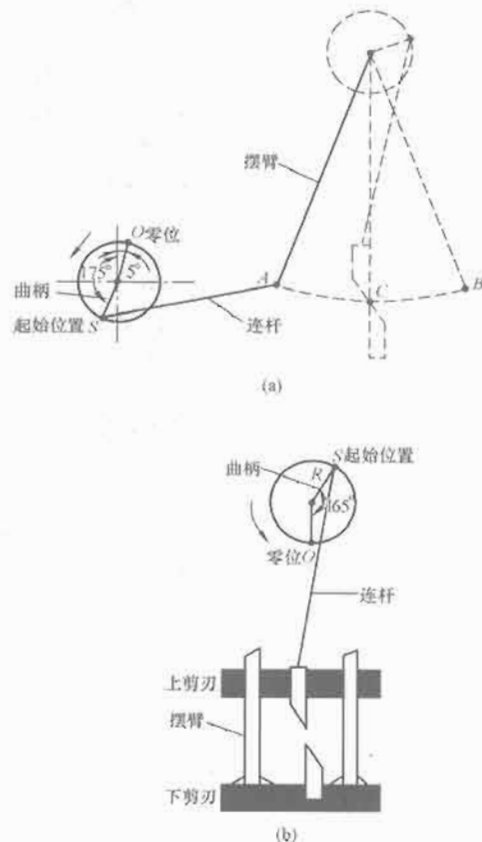


图 6.2-94 摆式飞剪结构示意图

(a) 摆动架的示意图; (b) 剪刀部分的运动示意图

摆动架部分由摆臂、曲柄和连杆组成, 曲柄通过一台直流电动机经减速机来驱动, 并经过连杆与摆臂相连。剪刀部分由上下剪刀、曲柄和连杆组成。上下剪刀共同安装在摆臂上, 同时随摆臂作圆周运动, 只是下剪刀固定, 上剪刀通过连杆与曲柄相连, 还沿摆臂方向做直线运动。曲柄由两台直流电动机通过减速机来驱动。

与上几类飞剪不同的是, 摆式飞剪要在曲柄曲轴处分别装有一个增量型编码器, 用于检测摆臂和剪刀的位置。在电气控制系统中既要考虑摆动架与剪刀的同步控制, 又要对剪刀的两台电动机进行负荷平衡控制。

⑥ 滚切剪。由于飞剪经常处于启动、制动状态, 经常利用电动机的过载来保证控制系统的快速性, 因此也将其控制系统称为快速启停控制系统。但是快速启停控制系统并不只对飞剪而言的, 它还有很多其他的成功应用, 如型钢轧线的步进冷床控制系统、带钢轧机的电动 AGC 控制系统以及中厚板生产线的剪切控制系统。虽然这些快速启停控制系统的应用也十分广泛, 但就控制系统本身它们一般只包括速度控制系统和位置控制系统两个主要部分。这里我们主要介绍一下中厚板精整线的滚切剪。

传统的中厚板剪切线, 切头和定尺剪用斜刃闸式剪切剪, 由于其上下剪刀之间有一个倾斜的角度, 虽然可大大减

少剪切力,但刀片行程大,带来沿板宽方向的剪刀重叠量不相同,致使剪切后的钢板产生弯曲和扭曲变形,严重影响了钢板的形状精度,影响板材的剪切质量和产量。滚切式剪切机采用弧形上剪刀,在几乎直的下刀刃上滚动剪切,在整个剪切范围内刀片重叠量相等,被剪板材几乎不弯曲,无错边,大大提高了钢板的形状精度。滚切剪上剪刀相对于钢板作近似滚动剪切,相对滑动量小,对剪切的划伤和磨损小,提高刀片的使用寿命,同时钢板切口断面光滑,切下的板边扭曲度小,便于运输。

另外,滚切剪上下剪刀在起始位置时,其开口度大致可达到被剪切钢板厚度的 3 倍,有效地避免了操作事故。其剪刀总行程比斜刀剪减少 30%~40%,在剪切力相同的情况下,曲柄半径和剪切力矩相应地减小,电动机功率也大大减小,这不仅减少了能源损耗,同时也减轻了传动系统的设备质量,降低了原始投资。

滚切剪剪切效率高,其剪切次数可达 30 次/min,这是斜刀剪无法达到的,而且滚切剪剪刀侧向间隙可根据剪切钢板厚度的不同进行自动调节,刀片能快速更换,整个剪切线操作有计算机进行控制,提高了劳动生产率,减轻了工人的劳动强度,大大提高了剪切线的生产能力,使中厚板生产中主辅设备的生产能力匹配合理。

滚切剪的结构示意图如图 6.2-95 所示。滚切剪的剪切机构是由曲柄轴 1 和 2、连杆 3 和 4、弧形上刀片 5、平直下刀片 6 以及导向杆 7 组成。曲柄轴旋转时,两根曲柄轴间的相位差使上刀片产生滚动运动。

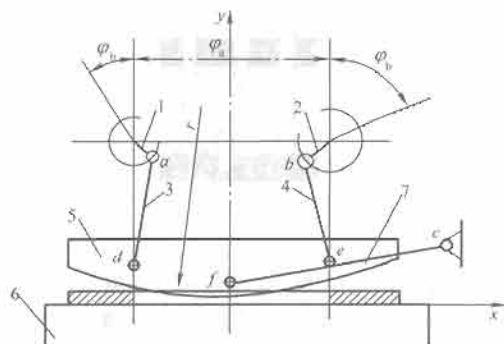


图 6.2-95 滚切剪结构示意图

1、2—曲柄轴；3、4—连杆；5—弧形上刀片；  
6—下刀片；7—导向杆

滚切剪的电气控制系统只要满足要求的剪切速度,并能准确返回初始位置就可以了。但在一般情况下,此类剪切剪的控制都是与处理线的其他设备共用一套控制系统,还需要同时完成剪切线的其他自动化控制功能,如钢板自动计长、自动打印标志、自动对中、夹送辊及辊道的连锁控制和速度控制等。

(2) 起停式飞剪电气控制系统的组成。图 6.2-96 给出起停式飞剪的工艺布置。起停式飞剪的检测系统由测速辊、金属检测器、剪刀位置检测编码器以及飞剪电动机速度编码器组成。其中,测速辊编码器的脉冲数决定轧件剪切长度的精度,剪刀位置编码器决定剪刀的定位精度,电动机速度反馈编码器的分辨率决定飞剪剪切速度的精度。

当金属检测器检测到轧件头部时,系统利用测速辊的编码器开始计算轧件的行程,当轧件的行程大于或等于控制系统内部设定的长度时,适时起动飞剪。飞剪由静止加速到设定速度,并以设定速度进行剪切,设定速度等于或大于轧件的速度。在完成剪切动作后飞剪开始减速并回到剪切初始位

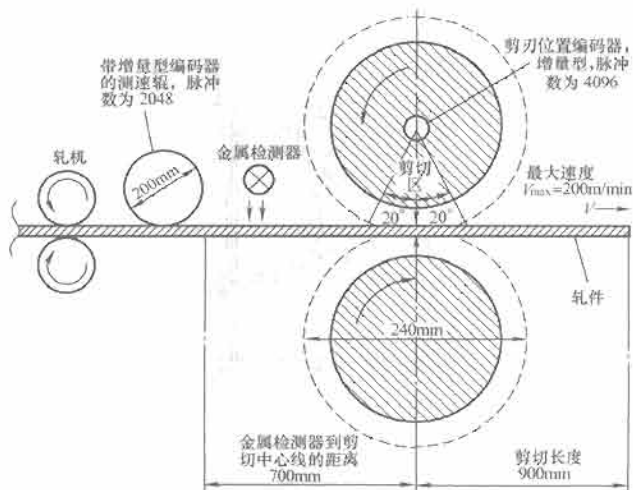


图 6.2-96 起停式飞剪工艺布置图

置,等待下一次剪切。

生产线对起停式飞剪的要求十分严格,一般情况下,要求起停式飞剪的剪切速度及剪切能力与轧机出口速度和轧制品种相匹配,即飞剪剪切速度的水平分量应高于轧机出口速度 1%~5%;要求对轧机所生产的全部品种实现剪切断面尺寸整齐,剪切精度高、误差小;要求飞剪工作可靠,可重复性好,动态响应快速,事故碎断及时,维修方便,便于提高轧线作业率和成材率。

20 世纪 90 年代,国际上推出了全数字传动控制系统,大大提高了电气控制系统的快速性和灵活性,有效地满足了生产线对起停式飞剪的工艺要求。起停式飞剪的电气控制系统框图如图 6.2-97 所示,其硬件配置有两种选型方式:一种由目前国际领先的高档 PLC 系统与全数字传动控制系统组成,另一种则选用更为快速的 DCS 工艺模板(代替主控 PLC)与全数字传动控制系统组成飞剪的电气控制系统。由图 6.2-97 可以看出,起停式飞剪的主要控制功能包括剪刀的位置闭环控制、剪切速度闭环控制、剪切的力矩控制、轧件的头部跟踪、轧件的剪切长度控制以及倍尺的优化剪切控制。其中,位置控制、速度和力矩的设定由 PLC 或 DCS 工艺模板完成。

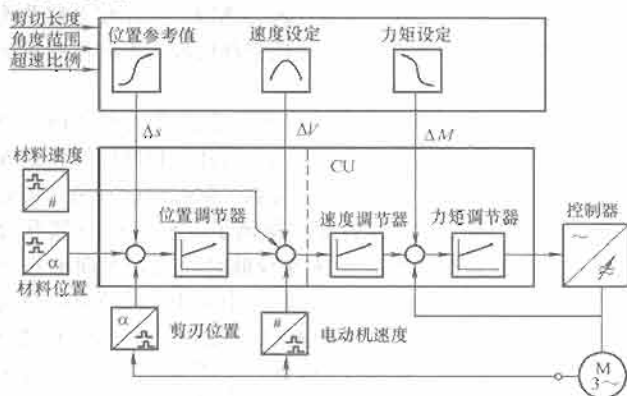


图 6.2-97 起停式飞剪电气控制系统框图

(3) 起停式飞剪动态转矩计算和电动机容量选择。在起停式飞剪的机械结构设计完成后,关于飞剪的基本工艺参数就已经确定了,这些参数主要包括剪切钢种、剪切温度、剪切速度、最大剪切尺寸、剪刀重叠量、工作方式、剪刀回转直径、机械总减速比和机械总转动惯量等。电气控制系统设计主要是根据工艺要求确定电动机功率、系统组成及检测元件精度。



如上所述, 启停式飞剪必须在初始角到入切角的转角内以最短时间完成加速过程, 在剪切区内保持恒速, 即发挥电动机的最大力矩进行剪切, 然后在出切角到入切角的转角范围内完成电动机的制动和定位。然而, 从以往的经验看, 启停式飞剪的剪切力矩一般都小于系统对加速力矩的要求, 因此, 在选择启停式飞剪电动机时, 主要还是根据飞剪的加速力矩决定选型。

由式(6.2-56)可以得知, 系统的飞轮转矩越大, 所需的加速转矩就越高, 为节约资金、降低设备成本, 启停式飞剪尽量减小机械和电动机的飞轮转矩, 以求降低驱动电动机的容量。同时可以得出在有效范围内的加速到最高转速所需的加速转矩  $M_{\max}$ 。

$$\frac{GD^2}{375} \times \frac{dn}{dt} = M_A = M_{\max} - M_Z \quad (6.2-56)$$

式中:  $GD^2$  为折算到电动机转子轴上的总飞轮转矩,  $N \cdot m^2$ ;  $M_{\max}$  为电动机转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_A$  为加速转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_Z$  为负载转矩,  $N \cdot m$ 。

考虑到在电动机的加速过程中系统的负载转矩为固定值, 而且占比较小, 所以系统的最快启动加速过程就是以电动机的最大转矩启动, 恒加速度加速。此处所说的电动机最大转矩是指电动机的最大过载转矩, 它除以电动机所允许的过载倍数就是电动机的额定转矩  $M_N$ 。在已知飞剪的剪切速度  $v$ 、剪刀直径  $D$  和机械总减速比  $i$  的情况下, 电动机所需的转速  $n$  计算式为

$$n = \frac{v_{\max} i}{\pi D} \times 60 \quad (6.2-57)$$

式中:  $n$  为电动机转速,  $r/min$ ;  $v_{\max}$  为最大剪切速度,  $m/s$ ;  $D$  为剪刀直径,  $m$ ;  $i$  为机械总减速比。

由于启停式飞剪电动机一直工作在恒转矩工作段, 电动机的磁通为恒定值, 所以  $n = n_N$  (电动机额定转速), 进而可计算出电动机的功率, 即

$$P_N = \frac{M_N n_N}{9550 \eta} \quad (6.2-58)$$

式中:  $P_N$  为电动机额定功率,  $kW$ ;  $M_N$  为额定转矩,  $N \cdot m$ ;  $n_N$  为电动机额定转速,  $r/min$ ;  $\eta$  为电动机效率, %。

电动机功率计算得出后, 为便于订货可根据电动机的样本, 进行标准选型。

(4) 起停式飞剪剪刀位置测量和定位控制。在飞剪的位置控制系统中, 剪刀的位置是以角度的形式进行计算的, 它以飞剪的剪切点为零点, 也就是所说的机械零位。在介绍飞剪的位置闭环控制系统之前, 还要了解一些有关飞剪剪刀角度的基本概念, 包括初始角度、入切角、出切角、剪切区、加速区、减速区、剪切点。初始角度指飞剪等待剪切启动命令时停止位置对应的角度, 即飞剪的电气零位。入切角指飞剪剪切过程中剪刀刚接触轧件时的角度。出切角为剪切完成后剪刀脱离轧件时的角度。在剪切过程中, 剪刀运行的轨迹是一个  $360^\circ$  的圆周, 我们把这个圆周分为三个区域, 沿轧件的运行方向, 初始角度与入切角夹角对应的区域为加速区, 入切角与出切角之间与轧件接触的区域定义为剪切区, 出切角到初始角度的区域为减速区。该区域分布及角度定义如图 6.2-98 所示。

剪切过程中, 飞剪剪刀的实际位置检测是通过安装于剪刀轴端的脉冲编码器, 或者利用电动机轴端的脉冲编码器和剪刀轴上的零位接近开关来完成的。系统利用 PLC 或 DCS 系统的 PI 调节器组成剪刀位置的闭环控制, 采用高速计数模板实时采集剪刀位置和速度, 并根据其与设定的角度的偏



图 6.2-98 剪切角度及剪切区域分布图

差通过位置调节器产生传动控制系统的速度设定附加值, 驱动剪刀使位置偏差趋近于零。飞剪位置闭环控制包括初始角度定位控制、剪切区位置控制、加/减速区的位置控制。

1) 初始角度的计算。在金属检测器检测到轧件之前, 剪刀一直锁定在预先设定的启动位置, 即使受到一些外界信号的扰动, 系统也会及时将其纠正回原位, 剪刀初始位置的定位精确是提高剪切精度的有力保障。当轧件到达启动点时, 启动飞剪, 在初始角度到入切角角度内使飞剪达到期望的剪切速度, 在剪切区保持要求的恒定剪切速度, 保证此时电动机产生的力矩大部分用于轧件剪切。轧件被有效切断后, 剪刀到达出切角开始减速, 并准确定位在初始位置。图 6.2-99 给出了剪切过程中轧件位置、剪刀位置、剪刀速度、轧件速度的相互关系。

从图 6.2-99 中可以看出, 剪刀位置闭环控制系统对剪切精度尤为重要。在位置控制系统中, 影响剪切精度的因素主要是初始位置的定位准确性和飞剪加速过程中产生的偏差。加速过程越长产生的误差越大, 因此尽量缩短飞剪的加速过程是提高剪切精度的有效方法, 但是在缩短加速过程的同时还要保证足够的加速距离。因此, 确定合理的初始角度十分重要。

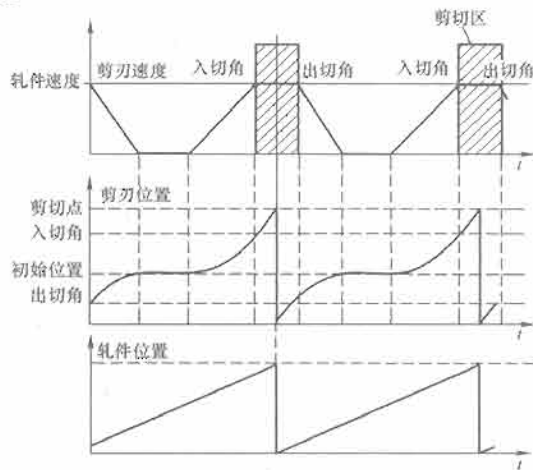


图 6.2-99 轧件、剪刀的位置与速度曲线

合理的初始角度首先要保证在加速区域内, 飞剪能够得到所需的最高剪切速度, 也就是说电动机使用所允许的最大转矩在此区间内可以完成加速。那么, 飞剪的最大角加速度和飞剪的加速时间计算式分别为

$$\alpha_a = \frac{M_{\max} - M_Z}{J} \quad (6.2-59)$$

式中:  $\alpha_a$  为飞剪角加速度,  $m/s^2$ ;  $M_{\max}$  为最大转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_Z$  为负载转矩,  $N \cdot m$ ;  $J$  为机械总转动惯量,  $N \cdot m^2$ 。

$$t_a = \frac{v_{\max}}{\alpha_a r} \quad (6.2-60)$$

式中:  $v_{\max}$  为最大剪切速度,  $m/s$ ;  $r$  为剪刀半径,  $m$ ;  $t_a$  为加

速时间,  $s$ 。

角加速度和加速时间得出后, 加速角度就不难计算了, 加速角度的计算公式为

$$\beta_a = \alpha_a \frac{t_a^2}{2} \quad (6.2-61)$$

式中:  $\beta_a$  为加速角度。

由图 6.2-98 可知, 剪切的一个周期为旋转  $360^\circ$ , 剪切点既是角度计算的起点 ( $0^\circ$ ), 又是角度计算的终点 ( $360^\circ$ ), 利用确定了入切角减去加速角度就可以得出剪刀的初始角度。最终初始角度的确定还要根据实际经验略作调整。初始角度根据不同的剪切工艺设置也有所不同, 初始角度越大对剪切精度越有好处, 但剪切速度的提高也就越困难。往往一些转动惯量比较大的剪切系统和料速比较高的剪切系统, 需要的起动距离和起动时间要稍长一些, 其初始角度设置会比较小; 而对于一些惯量比较小、料速比较低的剪切系统来说初始角度可以设置的大一点。

剪刀离开出切角后, 飞剪开始减速制动, 一般情况下, 剪刀会如图 6.2-99 所示, 在出切角到初始角的角度范围内完成制动过程, 并准确停止在初始角度。但对于惯量较大, 尤其是带有飞轮的飞剪控制系统中, 其制动过程在出切角到初始角的范围内无法完成, 剪刀过了初始角会继续向前旋转直至减速为零, 然后再低速反向旋转回到初始位置, 如图 6.2-99 所示。因此, 还需要计算飞剪的减速角度, 以便对初始角度及飞剪的其他参数进行验算。

减速过程必须在出切角与入切角之间的角度范围内完成, 先计算角加速度和加速时间, 计算式分别为

$$\alpha_b = \frac{-M_{\max} - M_z}{J} \quad (6.2-62)$$

式中:  $\alpha_b$  为飞剪减速过程的角加速度,  $s^{-2}$ 。

$$t_b = -\frac{\omega_{\max}}{\alpha_b} \quad (6.2-63)$$

式中:  $t_b$  为减速时间,  $s$ 。

角加速度和减速时间得出后, 减速角度就不难计算了, 式 (6.2-64) 给出了减速角度的计算公式。

$$\beta_b = -\alpha_b \frac{t_b^2}{2} \quad (6.2-64)$$

式中:  $\beta_b$  为减速角度。

如果减速角度超出出切角和入切角的范围, 则飞剪电动机要重新进行设计。

2) 位置控制要求。以上所讨论的是飞剪的共性, 剪刀的位置控制针对不同的工艺类型还有其特殊的要求, 下面介绍几种较典型的飞剪位置控制。回转剪和曲柄剪的剪刀运行轨迹如图 6.2-100 所示, 即一个剪切过程为剪刀旋转  $360^\circ$ 。滚筒剪的剪刀位置控制要求较复杂, 其剪刀运行轨迹详见图 6.2-101 和图 6.2-102。滚筒剪主要用于轧件的切头、切尾, 图中的小箭头为切头剪刀、大箭头为切尾剪刀。

由图 6.2-101 可见当金属检测器检测到轧件时, 飞剪切头剪刀由切头初始位置 (位置 1) 运动到等待位置 (位置 2), 同时飞剪开始计算切头起动延时。延时时间满足后, 及时起动飞剪, 切头剪刀由等待位置开始加速, 运行至入切角 (位置 3) 完成加速开始切头。切头完成后, 在出切角减速 (位置 4), 并停止在切尾初始位置 (位置 5)。

由图 6.2-102 可见, 当金属检测器检测到轧件尾部后, 飞剪切尾剪刀由切尾初始位置 (位置 1) 运动到等待位置 (位置 2), 同时飞剪开始计算切尾起动延时。延时时间满足后, 及时起动飞剪, 切尾剪刀由等待位置开始加速, 运行至入切角 (位置 3) 完成加速开始切尾。切尾完成后, 在出切

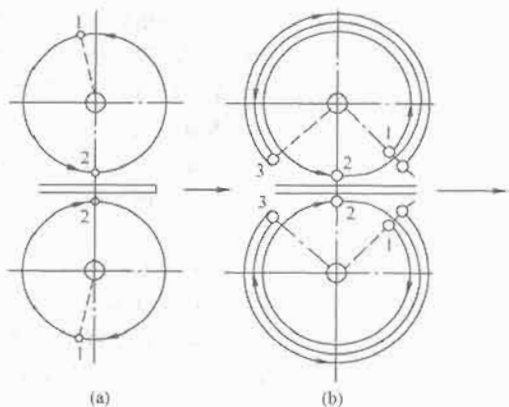


图 6.2-100 起停工作制飞剪剪刀运行轨迹图  
(a) 刀片做简单运动线路; (b) 刀片做复杂运动线路  
1—剪刀初始位置; 2—剪刀剪切位置;  
3—剪刀低速反转的起始位置



图 6.2-101 滚筒剪切头剪刀位置图  
1—切头初始位置; 2—切头等待位置; 3—切头入切角;  
4—切头出切角; 5—切尾初始位置

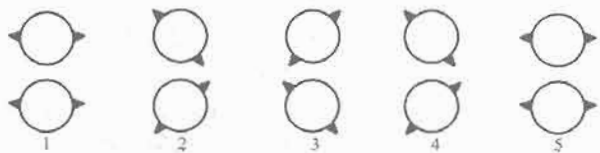


图 6.2-102 滚筒剪切尾剪刀位置图  
1—切尾初始位置; 2—切尾等待位置; 3—切尾入切角;  
4—切尾出切角; 5—切头初始位置

角减速 (位置 4), 并停止在切头初始位置 (位置 5)。

根据工艺需要, 有时只进行切头或者切尾一种操作, 因此控制系统要在钢尾通过、钢头到来之前完成剪刀定位切换。

滚切剪采用弧形上剪刀, 其剪切过程如图 6.2-103 所示。由图可见曲柄轴等速同向转动时, 上刀片左端首先由起始位置 (最大开口度位置 a) 下降开始剪切 (位置 b)。当上、下刀片之间达到一定的重叠量后, 上刀片将沿下刀片滚动剪切, 依次经过左端相切 (位置 c)、中间相切 (位置 d) 和右端相切 (位置 e), 最后再返回起始位置 (位置 a)。滚切剪起动后必须在位置 a 到位置 b 的行程完成加速过程, 使剪刀的实际速度达到设定的剪切速度; 在位置 b 到位置 e 的过程中保持恒速, 这样可以保证电动机的所有力矩用于剪切; 在位置 e 到位置 a 的过程中完成减速并准确停止在位置 a。

(5) 起停式飞剪轧件速度测量和剪切长度控制。在飞剪的控制系统中要求剪刀圆周速度应适合轧件速度, 剪刀的水平分速度在剪切区内应等于或略大于轧件速度, 保证飞剪剪刀在接触轧件的瞬间剪刀水平线速度与轧件速度同步, 而且要保持到剪刀与轧件脱离, 即在剪切区内剪刀和轧件之间没有横向相对滑动。这样被剪切后的轧件才能保持完好的端部形状。如果剪刀线速度与轧件速度偏差较大, 既降低了剪刀的使用寿命, 又容易引起生产事故。当剪刀速度偏大时, 前

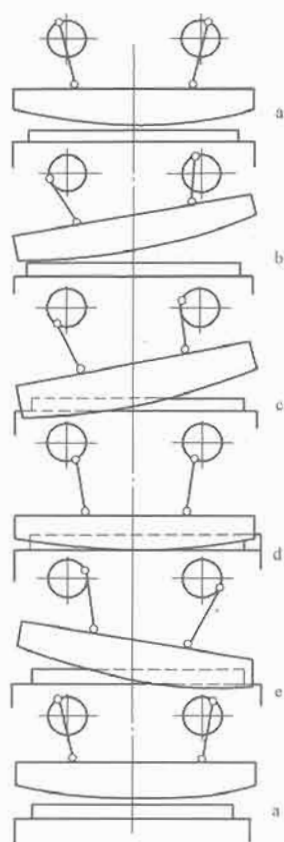


图 6.2-103 滚切剪

剪刀剪切轨迹图

a—起始位置；b—开始剪切位置；  
c—左端相切位置；d—中间相切位置；  
e—右端相切位置

则每周脉冲数为  $\frac{10 \times 628.3}{1} = 6283$ 。

则所需测速轮脉冲数最小为  $\frac{6283}{4} = 1571$ 。

测速轮脉冲数为 2048。

飞剪电动机的速度给定由长度/时间计算模块、来料速度测量、位置调节器输出等部分组成。测速轮的测速精度虽然很高，但是由于汽缸汽压的波动和辊面的磨损，测速轮与轧件之间很难保持绝对的同步，测速轮必然产生后滑，而且这种滑移程度会随着轧件速度的高低而变化，在轧件速度波动不大的情况下这种滑移也相对稳定。所以在飞剪速度闭环控制系统参数调整后，要求当轧件速度在相当大的范围内变化时系统能自动适应，通过长度/时间计算模块和来料速度测量模块及时修正速度设定值，尽量减小轧件速度波动对剪切精度造成的影响。

2) 剪切长度控制。剪切长度的控制首先测量出轧件准确的行走距离，在飞剪的典型工艺布置图 6.2-96 中，金属检测器确定轧件的头部并进行跟踪，利用测速轮测出的轧件速度对时间进行积分，可得相应时间内轧件通过金属检测器的距离。该距离直接决定剪切精度，轧件通过金属检测器的距离越长产生的剪切误差越大。在确定金属检测器的安装位置时，应尽量缩短被剪切轧件的行走距离，同时还要保证飞剪有足够的启动时间。

以切头为例计算金属检测器距剪切点的距离，根据式 (6.2-60) 得出的飞剪加速到最大剪切速度的时间  $t_a$  和轧件最高线速度  $V_{\max}$ ， $L_S$  计算式为

一分段的轧件尾部会被打弯，影响成材率，而且剪刀极易受损；当剪刀速度偏小时，轧件头部容易在飞剪处堆积，发生生产事故。在实际应用中一般设置剪刀线速度大于轧件速度 1%~5%，以确保不发生堆积事故。

1) 轧件速度的测量。为很好地完成飞剪速度控制，轧件速度测量的准确性就十分重要了。图 6.2-96 中的典型飞剪工艺布置采用测速轮对轧件的速度进行测量，这种测量方法可有效地抵消轧件在轧机中产生的前滑分量，更准确地反应了轧件的实际线速度。测速轮的测速精度决定剪切精度，所以要根据剪切精度确定测速码盘脉冲数。通常情况下剪切精度为  $10 \times$  测量精度，根据图 6.2-96 中的数据可计算得出测速轮的脉冲数。

例如：

剪切精度：1mm。

测速轮直径：200mm。

测速轮周长：200 × π = 628.3mm。

脉冲计数：4 倍频。

$$L_S = t_a V_{\max} \quad (6.2-65)$$

式中： $V_{\max}$  为最大轧件速度，m/s； $L_S$  为金属检测器到剪切点的距离，m； $t_a$  为加速时间，s。

头部跟踪位置确定后，何时启动剪切命令是对剪切精度影响最大的因素，启动剪切命令是通过控制轧件的行走长度来执行的。这里我们根据两种不同情况计算启动剪切命令时轧件通过金属检测器的长度为  $L_Q$ 。

第一种情况假设轧件以最大线速度运行，则可得出计算式为

$$L_Q = L_H \quad (6.2-66)$$

式中： $L_Q$  为启动剪切时轧件通过金属检测器的长度，m； $L_H$  为轧件剪切头部长度，m。

第二种情况是轧件的运行速度小于最大线速度运行，则  $L_Q$  计算式为

$$L_Q = L_S + L_H - (t_a + t_h)V \quad (6.2-67)$$

式中： $V$  为最大轧件速度，m/s； $t_a$  为飞剪加速时间，s； $t_h$  为飞剪恒速运行时间，s。

$$t_a = \frac{(1 + K_1)V}{a} \quad (6.2-68)$$

式中： $K_1$  为剪刀的速度超前系数； $a$  为飞剪加速度，m/s<sup>2</sup>。

$$t_h = \frac{S_Z - S_C}{(1 + K_1)V} \quad (6.2-69)$$

式中： $S_Z$  为初始角度到剪切的距离，m； $S_C$  为飞剪以最大加速度走过的加速距离，m。

$$S_C = \frac{(1 + K_1)^2 V^2}{2a} \quad (6.2-70)$$

由式 (6.2-71) 可得

$$\begin{aligned} L_Q &= L_S + L_H - V \left[ \frac{(1 + K_1)V}{a} + \frac{S_Z}{(1 + K_1)V} - \frac{(1 + K_1)V}{2a} \right] \\ &= L_S + L_H - V \left[ \frac{S_Z}{(1 + K_1)V} + \frac{(1 + K_1)V}{2a} \right] \end{aligned} \quad (6.2-71)$$

3) 影响剪切精度的主要因素及补偿方法。在实际的工业生产中，影响剪切定尺精度的因素很多，包括检测信号的干扰、测速轮测量速度的波动、飞剪速度控制系统的响应偏差、热轧中轧件的温度不均等。在剪切长度控制中对现场的干扰信号屏蔽得越彻底，剪切长度就越准确，剪切精度越高。现场的干扰信号主要来自用于速度和位置测量的脉冲编码器、接近开关和跟踪轧件头部的金属检测器。金属检测器和脉冲编码器通过系统硬件进行防扰，接近开关的干扰屏蔽则通过软件实现。实际生产中要求金属检测器进行二保一的配置；脉冲编码器要保证机械安装精度，尽量避免偏心，供其电气连接的屏蔽线双端接地，防止高频电磁干扰。

对于测速轮波动造成的误差，在速度设定计算时加入测速轮前滑补偿计算，即使在剪刀启动以后也要及时调整速度设定，最大限度地减小剪刀与轧件接触时的速度偏差。

除外部的因素外，轧件本身的料质和工艺特性也会对剪切精度产生影响。在热轧生产线上，由于加热炉和工艺布置的特点使轧件的温度会呈现出两端偏低中间偏高的趋势，如果倍尺飞剪按相同的尺寸剪切，冷却后的轧件就会表现出剪切尺寸不一致，相对误差大的情况。针对这种情况，电控系统就必须将每一刀的剪切尺寸单独设定，使飞剪对同一轧件进行剪切时，每刀按照指定的尺寸进行剪切，从而减小了温度差异所引起的倍尺偏差。

以上这些处理方法对于不同的工艺，其参数、程序配置

会有所差别,在实际调试中,要认真观察各类飞剪的工艺特点,逐步调整系统参数,以求达到理想的剪切精度。

(6) 飞剪电气传动控制系统应用实例。如上所述,飞剪等快速启停式电气控制系统自20世纪90年代均由全数字控制系统组成。尤其是由DCS工艺模板与全数字传动装置组成的控制系统对信号的处理速度更快,克服了信号传输带来的时间延迟及检测误差,控制效果更为理想。现以西门子公司的DCS工艺模板T400为例,介绍回转式飞剪电气控制系统的参数计算、系统组成及实现的剪切功能;以西门子公司的S7-400 PLC为例,介绍滚切剪的电气控制系统组成、参数设计及实现的功能。

1) 利用T400工艺模板实现的起停式飞剪的剪切控制。

① 系统组成。飞剪电气控制系统由上位操作面板、联锁PLC、T400工艺板和SIMOREG 6RA70直流调速装置组成。其中:操作面板负责设定必要的剪切数据和合分闸操作,包括剪切刀数、剪切长度、超速系数等工艺参数的设定和主回路、风机合分闸的电气操作;PLC负责接收上位操作面板的数据,进行联锁转换再传送给工艺模板T400,由T400模板完成位置和速度的控制并驱动传动装置。

操作面板与PLC之间采用MPI或PROFIBUS网络协议进行通信,PLC与T400利用快速的现场总线通信协议PROFIBUS-DP完成数据交换。

T400剪切工艺板为32位SIMADYN-D处理器,在完成各种复杂的驱动任务时,能保持极高的运算速度。T400可以插在西门子公司的直流调速装置6RA70机箱内,通过参数设定方便实现起/停式飞剪的控制,飞剪的剪切定位精度 $\leq 0.5^\circ$ 。T400与传动装置的数据交换通过驱动器的双口RAM对其进行控制,比其他传递方式效率要高得多。T400模块典型浮点数运算的最快执行周期小于0.8ms。

T400模板除了提供多个模拟和数字端子,提供有两个用于HTL或TTL信号的增量编码器接口,其中剪刀码盘进T400码盘1号接口,来料速度由上游机架电动机码盘提供,进T400码盘2号接口,而电动机码盘则接入CUDI控制板。为保证系统的快速性,热金属检测器信号进T400的65端子。

② 工艺参数及设计计算。以某钢厂的倍尺飞剪为例,其工艺设计数据如下:

飞剪型式:回转式。

工作制度:电动机起停工作制。

轧件材质:代表钢种Q235.10-45#、20MnSiV。

剪切轧件规格: $\phi 12 \sim 32\text{mm}$ 。

最大剪切断面: $1400\text{mm}^2$ 。

最大剪切力: $25\text{t}$ 。

轧件温度: $>550^\circ\text{C}$ 。

入切角: $330^\circ$ 。

出切角: $30^\circ$ 。

倍尺长度: $72\text{m}$ 。

转动惯量: $151\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。

回转半径: $455\text{mm}$ 。

减速比:1。

电动机:功率355kW、电压440V、转速500r/min,电动机为ZFQZ低惯量直流电动机,电动机和剪刀装测速码盘,码盘脉冲数1000。

轧件前进速度: $7 \sim 18\text{m/s}$ 。

剪切精度: $\leq \pm 80\text{mm}$  ( $18\text{m/s}$ 时),  $\pm 35\text{mm}$  ( $7\text{m/s}$ )。

测速轮直径: $200\text{mm}$ 。

测速减速比:1。

测速辊脉冲编码器的计算:

设剪切精度: $1\text{mm}$ 。

测速轮周长: $200 \times \pi = 628.3\text{mm}$ 。

脉冲计数:4倍频。

则每周脉冲数为  $\frac{10 \times 628.3}{1} = 6283$ 。

则所需测速轮脉冲数最小为  $\frac{6283}{4} = 1571$ 。

测速辊脉冲数:2048。

电动机最大力矩为  $M_{\text{max}} = \frac{3 \times 9550 P_N}{n_{\text{max}}} = 20341.5\text{N}\cdot\text{m}$  (6.2-72)

若忽略负载力矩,系统的最大角加速度为

$$\alpha_a = \frac{M_{\text{max}} - M_z}{J} = 330.756\text{s}^{-2} \quad (6.2-73)$$

加速时间为

$$t_a = \frac{v_{\text{max}}}{\alpha_a r} = 119.6\text{ms} \quad (6.2-74)$$

加速角度为

$$\beta_a = \alpha_a \frac{t_a^2}{2} = 136^\circ \quad (6.2-75)$$

同理可计算得出减速角度为

$$\beta_b = \alpha_b \frac{t_b^2}{2} = -136^\circ \quad (6.2-76)$$

热金属检测器的位置确定为

$$L_S = t_a v_{\text{max}} = 2.15\text{m} \quad (6.2-77)$$

以上值均为极限情况下的理论计算值,为保证剪切控制顺利完成,根据工程经验,取

$$\beta_a = \beta_b = 170^\circ \quad (6.2-78)$$

$$L_S = t_a v_{\text{max}} = 3\text{m} \quad (6.2-79)$$

③ 功能简介。系统的剪切功能主要由T400工艺板来实现,包括剪刀的初始定位、剪刀回零、爬行、单切、连续剪切、切尾等功能。

剪刀参考角度的初始标定。由于采用增量型编码器作为位置反馈,所以要确定角度的位置起始点,即要进行角度的初始标定。T400在每次启动后,首先必须执行“剪刀标定”指令,否则剪刀没有参考位置。低速旋转剪刀直至剪刀通过编码器零脉冲位置时,标定为 $0^\circ$ 。标定过程如图6.2-104所示。

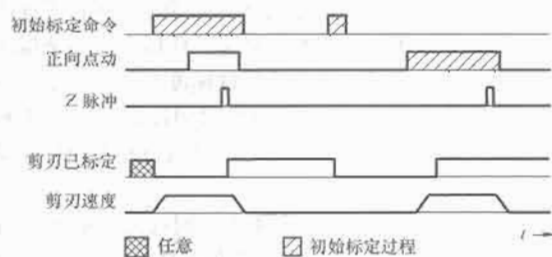


图 6.2-104 剪刀参考角度初始位置的标定过程

剪刀回零:该指令使剪刀自动回到起刀位置。剪刀标定后立即执行剪刀回零指令,剪刀停在起刀位置是执行其他剪切指令的必要条件。

正点/反点:在本地操作的模式下,根据需要,使剪刀正向/反向爬行。

单切:用于完成不计长度的单次剪切。条件—热检信号为1;剪切控制字为脉冲方式;速度测量。剪切过程如图6.2-105所示。



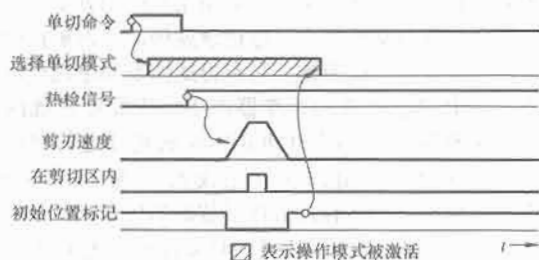


图 6.2-105 单切控制模式

连续剪切：用于完成大量固定长度剪切，条件——热检信号为1，剪切控制字为1，有长度设定，速度测量。剪切过程如图6.2-106所示。

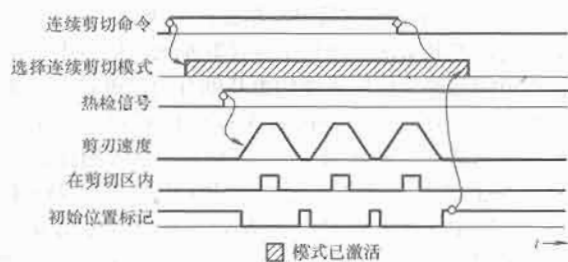


图 6.2-106 连续剪切模式

程序剪切：用于完成剪切次数和长度可变的剪切。条件——热检信号为1，剪切控制字为1，有长度设定，剪切次数设定，速度测量。

切尾：用于切尾，切尾长度可通过参数设置，也可以由PLC来设置，切尾长度不得大于金属检测器到剪刀之间的距离。剪切过程如图6.2-107所示。

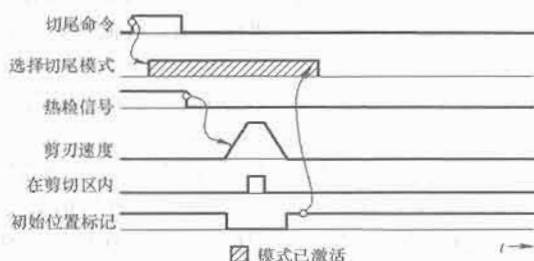


图 6.2-107 切尾控制模式

④ 调整运行。在传动装置的电流环和速度环调整为最佳状态后，方可进行剪切功能调试。飞剪的顺序逻辑控制由PLC控制系统完成，流程图见图6.2-108。

首先采用模拟模式工作，由T400发Power on和Enable Converter指令，装置处于运行状态。设定相应运行控制字，调整和校验剪刀码盘反馈的速度和角度信号，速度应和给定一致，剪刀角度为 $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ 。调整剪刀码盘使剪刀处于剪切位时角度显示为 $0^{\circ}$ 。

其次由PLC控制T400进行功能调试，在这里必须调整剪刀位置调节器的参数，使剪刀每次都能准确停在起始位置。

PLC设定基本控制字对传动装置为9C7F，此时装置运行。

PLC设定剪切控制字：Bit4=1，长度设定允许；Bit6=1，剪刀校准；Bit8=1，起始位置定位。

定位准确后，可进行剪切模式测试。

要完成切头、切尾、碎断、倍尺、连续剪切等功能，首先必须保证每次执行剪切前、后，剪刀都能准确停在起始位

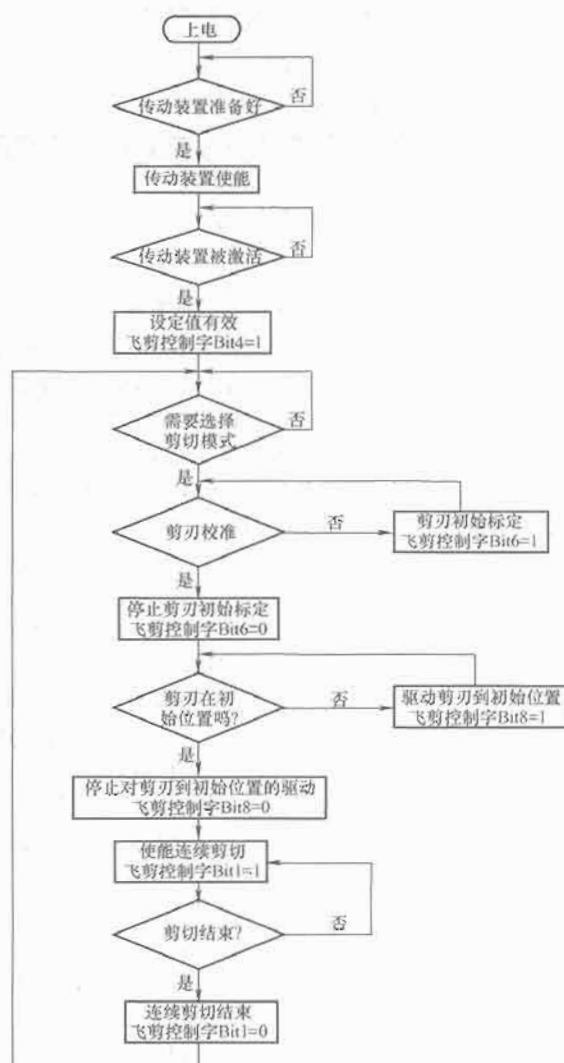


图 6.2-108 PLC 控制系统流程图

置；而执行每个剪切功能时必须严格按设定时序进行控制。

调试过程中对于系统最关键的问题是剪刀定位，调试人员需要依次将电流环、速度环和位置环调整到最佳状态，这样才能保证剪切精度和飞剪工作的稳定性。对于不同的剪切功能只是PLC给出的控制字和控制逻辑的差别。

2) 滚切剪快速启停式电气控制系统。滚切剪是近年来中厚板精整线使用较为广泛的切头、定尺剪切设备。滚切剪主要是对电控系统快速启停、定位准确。

① 工艺过程和设备组成。滚切剪本体设备由剪机、驱动电动机、位置检测编码器、压紧装置、换刀/卸料小车、剪刀间隙调整电动机、剪刀间隙位移传感器和拨料装置组成，其辅助控制系统由测长装置、板头收集装置、接料小车、摆动辊道、输入辊道、夹送辊、输出辊道、钢板找正装置、激光划线及辅助润滑系统组成。

滚切剪定尺剪切线简要工艺布置如图6.2-109所示。

首先，在准备生产前要根据被剪钢板的厚度、材质按工艺要求调整相应的剪刀间隙。当钢板到达定尺剪时，起动钢板找正装置将钢板靠紧定尺挡板，使其走行方向垂直于剪刀，保证剪切成品为矩形。此时，要求拨料装置、测长装置、摆动辊道、剪刀间隙调整装置、换刀小车均处在正常允许剪切位置，而且保证剪刀停止在电气零位。手动操作定尺剪输入辊道使钢板头部前移至滚切剪剪刀位置，利用激光划线装置将钢板准确停止在头部剪切位置，起动滚切剪进行头

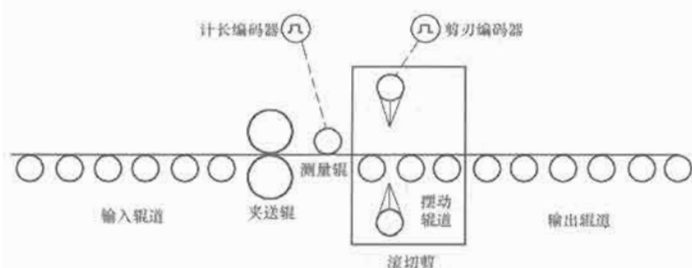


图 6.2-109 定尺滚切剪工艺布置图

部剪切，钢板压紧装置下压将压紧钢板，剪刀驱动电动机运转，当上剪刀检测到电气零位时停止，抬起钢板压紧装置，头部剪切完成。剪切完成后，夹送辊、测量辊压下，启动夹送辊和定尺剪输入辊道使钢板前进，利用测量辊的实时计长与上位机设定的定尺剪切长度进行比较，当钢板的行走距离快要到达设定长度时，夹送辊与输入辊道自动减速直至钢板停止在所要求的定尺剪切位，此时人工利用激光划线装置进行位置确认后，启动剪切，其剪切过程与切头相同。剪切完成后，启动夹送辊、定尺剪输入辊道、摆动辊道、输出辊道进行钢板输送，同时完成下一段定尺的剪切工作。

在进行尾部剪切时，首先根据定尺挡板显示的剩余距离，在上位机上修正最后一段的定尺尺寸，同时启动夹送辊、定尺剪输入辊道、摆动辊道、输出辊道使钢板前进，利用测速计长，保证钢板准确停止在尾部剪切位置，经人工确认后，启动剪切。尾部剪切完成后，启动摆动辊道和输出辊道将定尺钢板送入下一工序，启动拨料装置把钢尾推入料框。

② 控制系统组成。如图 6.2-110 所示，滚切剪控制系统由基础控制级、基础自动化级和上位监控级组成。基础控制级包括滚切剪交流传动控制系统、夹送辊和辊道交流传动控制系统、现场检测元件等。基础自动化级包括剪切定位控制系统、测长定位控制系统、换刀小车控制系统、剪刀间隙调整控制系统。上位监控级由工控机组成操作员站和工程师站，采用实时监控软件，组态软件采用 WINCC。操作员站用于信号画面显示和故障报警、工艺过程参数的设定和系统的远程操作。工程师站用于系统调试及设备运行维护。

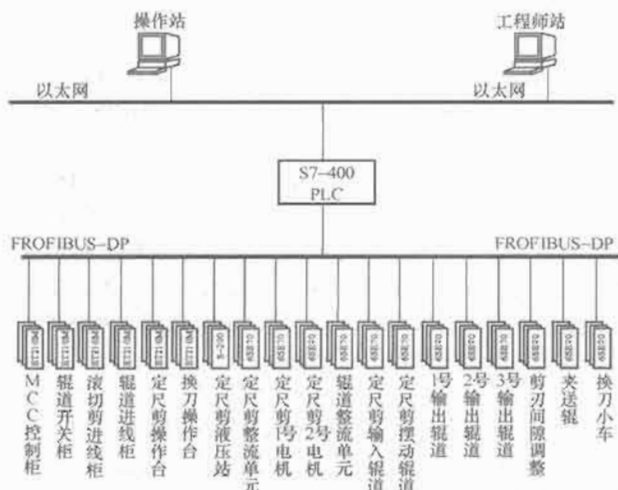


图 6.2-110 滚切剪自动化控制系统图

由于滚切剪传动控制系统为快速起停系统，而且剪体本身为双电动机驱动控制（两台电动机通过减速机硬连接），因此其控制系统选用西门子公司的 6SE70 整流回馈单元+

逆变器的控制方式，两台逆变器采用主从控制方案，即以一台逆变器控制的电动机为主，包括速度控制、力矩控制和电流控制；另一台电动机为辅，只有力矩控制和电流控制，其力矩给定值由主电动机的逆变器产生。为保证系统的快速性，两台逆变器之间采用 SIMOLINK 的光纤通信完成数据交换。SIMOLINK 通信协议可完成两台 MASTERDRIVE 装置之间的快速、同步和自由选择数据的传送，其通信速率最大可达 11Mb/s，每个子站可同时接收和发送 8 个 32 位数据，最长通信距离可达 300m。

夹送辊、辊道、剪刀间隙调整、换刀小车的驱动选用西门子公司的 6SE70 整流单元+逆变器+制动单元的控制方式完成。由于定尺剪快速换刀、输送链板和料头输送辊等系统操作不频繁且定位精度不高，因此其传动控制采用固定式 MCC+ET200 远程 I/O 的简单控制方式完成。

剪切定位控制系统、测长定位控制系统、换刀小车控制系统、剪刀间隙调整控制系统均由基础自动化级完成。基础自动化级采用 1 套西门子公司的 S7-400 PLC 进行控制。上位监控系统与基础自动化级 PLC 之间采用以太网连接，西门子公司工业以太网符合国际标准 IEEE802.3，传输速率 100Mb/s。基础自动化级 PLC 和基础控制级（传动级）之间采用 PROFIBUS-DP 网连接，增加了控制的灵活性。PROFIBUS-DP 为开放式网络，符合国际标准 EN50110，传输速率最大 12Mb/s，采用双绞屏蔽线或光纤，最大长度可达 90km。基础自动化级 PLC 采用分布式 I/O 系统，现场设备的保护信号连接到就近的远程终端上，远程终端之间、远程终端和主控 PLC 之间用 profibus-DP 网连接。这样，减少了现场设备到控制室、操作箱等电气控制系统之间的信号连接电缆，使控制台到主控 PLC 之间只有通信电缆和电源线，现场分布式 I/O 箱为局部的集线中心；充分利用网络，节省总体成本，降低故障率，减少维修时间，降低维护电工的维护工作量。

③ 滚切剪逆变器和整流回馈单元的选型。根据工艺要求，滚切剪的电动机额定功率为 400kW、额定电压 AC690V、额定频率 50Hz、额定电流 425A、额定转速 1000r/min、最大过载 2.8 倍。根据电动机过载倍数得出电动机最大过载电流为 1190A。根据变频器工作特性，如果不需要过载运行则变频器可长期运行在额定电流，如果要求过载则变频器只能长期工作在变频器额定电流的 0.91 倍。

由于滚切剪采用启停工作制，所以只对过载能力进行计算就可以了。如要求过载 1.36 倍，则过载运行时间为 60s，周期为 300s。得出

$$\text{逆变器的额定电流 } I_{in} = \frac{1190}{1.36} \text{ A} = 875 \text{ A} \quad (6.2-80)$$

根据电动机额定电压选择逆变器的电压等级为 3AC 660~690V 的逆变器。若选用西门子公司的 MASTER DRIVE 800kW 装置，则其额定电流为

$$\text{逆变器的额定电流 } I_{in} = 860 \text{ A} \quad (6.2-81)$$

$$\text{逆变器的基本电流 } I_{base} = 782.6 \text{ A} \quad (6.2-82)$$

$$\text{逆变器的过载电流 } I_{max} = 1169.6 \text{ A} \quad (6.2-83)$$

由以上计算可以看出 800kW 的逆变器过载能力稍显不足，过载系数为

$$\text{短时过载的系数} = \frac{1169.6}{425} = 2.752 \leq 2.8 \quad (6.2-84)$$

定尺滚切剪的剪切能力要求剪切时间为 3s，而且根据实际工况不会达到 2.8 倍的最大过载，按照逆变器发热的等效面积计算，选择 AC690V、800kW 逆变器装置可以满足生



传动, 齿轮间隙大, 无法保证系统的控制精度, 所以利用现场的有限空间, 改用直线位移传感器作为剪刀间隙的实际位置反馈, 控制思路与测长系统相同, 即选用纯比例调节器作为位置调节器, 位置调节器的输出直接作为电动机传动系统的速度设定值, 调节器设小死区, 屏蔽逆变器的低速段。

根据工艺要求, 剪刀间隙通过电动机带动丝杠, 使斜楔作直线运动来进行调整, 斜楔倾斜角为  $2^\circ$ , 剪刀间隙调整范围为  $0 \sim 5\text{mm}$ , 控制精度为  $0.01\text{mm}$ , 显示分辨率为  $0.001\text{mm}$ 。经过式 (6.2-86) 的三角函数计算得出

$$S = \frac{L}{\tan 2^\circ} \quad (6.2-86)$$

式中:  $S$  为斜楔行走距离;  $L$  为剪刀间隙调整距离。

斜楔的调整范围为  $0 \sim 143\text{mm}$ , 控制精度为  $0.286\text{mm}$ , 显示分辨率为  $0.0286\text{mm}$ 。通过反复定位测试, 得出经验死区值, 使系统满足了要求的控制精度。

换刀小车控制系统由接近开关完成左/右极限保护, 位置控制由人工操作完成。其安全开关保护、剪刀夹紧油缸的夹紧/松开、剪刀支架的上升/下降操作均为逻辑保护, 经人工进行操作控制, 系统较为简单, 此处就不做详细说明。

上位监控系统: 上位监控系统由操作员站和工程师站组成, 利用工控机和西门子公司的 HMI 监控软件 WINCC 6.0 作为操作界面, 通过以太网与 PLC 控制系统进行数据交换, 在给 PLC 系统赋值的同时采样 PLC 和传动装置的运行状态, 并进行显示和历史趋势/报警记录。

操作员站主要功能有过程信号的采集、过程参数的设定与监视、过程数据存储调用及修改、工作方式选择、机组运行状况及重要参数的实时动态显示、故障报警显示及存储、网络通信。

工程师站主要功能有过程信号的采集、过程参数的设定与监视、过程数据存储调用及修改、工作方式选择、辅传动进线断路器的远程分合闸、传动系统的供电单线图模拟显示及网络单线图显示、各重要参数的棒状图实时显示、轧线状态实时动态画面显示、故障报警显示及存储及打印、生产和故障报表打印、网络通信等。

其中工程师站为 SERVER 系统, 操作员站作为 CLIENT, CLIENT 不直接从 PLC 的 CPU 读取数据, 而是从 SERVER 中读取数据, 这样就可以减少 PLC 的 CPU 的通信负荷, 使上位系统的维护变得更为简洁。网络上距离较远的站点经 OMCTP11 转换为光纤信号后, 通过 OSM 工业以太网光纤通信模块与 PLC、工控机连接, 其他站点采用 ITP 电缆与 OSM 连接, 其最大传输距离为  $100\text{m}$ 。网络的传输速率可达  $10 \sim 100\text{Mb/s}$ 。

这种网络配置稳定、可靠, 同时也增强了系统扩展性, 厂级网络可读取 SERVER 中 WINCC 的 SQL 标准数据库, 为今后连接 MES 系统和 ERP 系统做好准备。

⑤ 运行调整。滚切剪电气控制系统的主要组成部分为位置控制系统, 位置控制系统的关键在于检测元件和控制设备的选型。检测元件的分辨率决定了系统的控制精度, 控制系统的响应时间和处理速度则控制着系统的稳定性和快速性。

在位置控制系统中应考虑信号的滤波时间, 这就要求现场检测信号的抗干扰能力强, 安装精度高, 机械误差小, 有的指标机械上无法满足, 这就造成了系统的固有误差。

在剪刀定位控制系统中, 为尽量避免机械误差干扰, 系统选择了在剪刀主驱动轴端安装绝对值编码器, 这样便于位置信号的失电记忆。

#### 5.4.6 辊道多电动机传动控制系统

在轧钢生产线的设备中, 多电动机传动控制系统应用的十分广泛, 比较典型的控制系统包括输送辊道的多电动机控制系统。

在轧钢生产车间中, 辊道的主要作用是完成轧件的运输。随着制造工艺的发展, 为降低生产事故率、设备维修量, 大部分辊道已由原来的集体传动改为单辊直接传动。这种工艺配置虽然提高生产效率, 却增大了电动机轴上总的转动惯量, 进而要求控制系统要提供更高的起制动力矩。虽然这种传动方式的造价较高, 但相对于生产的稳定性来讲还是值得的。

在辊道的电气控制系统中, 传动装置按照工艺分段采用集中传动的控制方式, 即一段辊道的几台电动机利用一台控制装置进行驱动。出于节能和易于维护的考虑, 大部分辊道的控制系统采用公共直流母线+逆变器的交流变频驱动。

辊道控制系统的设计需要从电动机选型、逆变器选型、整流单元和制动单元的计算、整流回馈单元的计算等几部分进行详细说明。

(1) 辊道电动机容量的计算。辊道电动机容量要根据辊道的工作情况分别进行计算, 根据辊道的工作性质可分为连续工作制辊道和启动工作制辊道。连续工作制辊道的电动机按照最大静力矩法进行电动机容量计算; 启动工作制辊道的电动机容量除了要考虑最大静力矩外, 还要考虑负载和辊道的加速力矩。

1) 连续工作制辊道电动机的转矩计算。进行电动机选型, 首先要计算电动机拖动设备所需的转矩。连续工作制辊道稳定运转时的静力矩由辊道的空载转矩和送钢的负载转矩组成, 空载转矩主要指辊子自身所产生的轴承摩擦转矩, 送钢负载转矩包括轧件移动产生的滚动摩擦转矩和轧件产生的辊子轴承摩擦转矩。连续工作制辊道电动机的额定转矩要满足静转矩的要求, 其过载能力则需根据辊道在运转时可能出现的最大静力矩计算。

综上所述, 辊道稳定运转时的静转矩  $M_j$  计算式为

$$M_j = M_{j0} + M_{j1} + M_{j2} \quad (6.2-87)$$

式中:  $M_{j1}$  为辊道运送轧件时的轴承摩擦转矩,  $\text{Nm}$ ;  $M_{j2}$  为辊道运送轧件时的滚动摩擦转矩,  $\text{Nm}$ ;  $M_{j0}$  为辊道稳定运转时的空载转矩,  $\text{Nm}$ 。

而由式 (6.2-88)、式 (6.2-89) 和式 (6.2-90) 给出  $M_{j0}$ 、 $M_{j1}$ 、 $M_{j2}$  的计算方法

$$M_{j0} = G_R \mu \frac{d}{2} \frac{1}{i\eta} \quad (6.2-88)$$

$$M_{j1} = Q \mu \frac{d}{2} \frac{1}{i\eta} \quad (6.2-89)$$

$$M_{j2} = Q f \frac{1}{i\eta} \frac{d}{2} \quad (6.2-90)$$

式中:  $Q$  为作用在一个辊子上的轧件重量,  $\text{N}$ ;  $G_R$  为一个辊子的重量,  $\text{N}$ ;  $d$  为辊轴颈的直径,  $\text{m}$ ;  $\mu$  为辊轴承中的摩擦系数; 滚动轴承  $\mu = 0.005$ , 铜瓦轴承  $\mu = 0.06 \sim 0.08$ ;  $f$  为轧件在辊上的滚动摩擦系数; 对于冷轧件  $f = 0.001$ , 热轧件  $f = 0.0015$ , 炽热的钢锭  $f = 0.002$ ;  $i$  为减速机速比;  $\eta$  为减速机效率。

由式 (6.2-88)、式 (6.2-89) 和式 (6.2-90), 可推导出辊道的静转矩  $M_j$

$$M_j = (Q + G_R) \mu \frac{d}{2i\eta} + \frac{Qf}{i\eta} \frac{D}{2} \quad (6.2-91)$$

其中

$$Q = \eta_R G \quad (6.2-92)$$



式中:  $G$  为轧件重量,  $N$ ;  $n_R$  为单个辊的轧件重量系数, 由表 6.2-22 可查得。

表 6.2-22 单个辊的轧件重量系数

轧件截面积 ( $\text{mm}^2$ )	轧件长度	单个辊轧件重量系数 $n_R$
$>10000$	$<3l$	0.75
$>2000$	$>3l$	0.5
$>2000$	$>4l$	0.3
小型型钢和薄带材	$>10l$	三个辊距长度与总长度之比

注  $l$  为辊道辊距。

连续运转辊道的电动机容量计算还要考虑电动机的过载, 即考虑辊道的打滑转矩。所谓打滑转矩是指辊道在输送轧件时, 轧件可能会因遇到一些意外原因而停止, 如前面轧件的阻挡或撞到挡板、辊道侧面的导板上。此时轧件虽然停止, 但辊道必须继续转动, 以保证辊道受热均匀、电动机不会堵转。也就是让辊子和轧件间产生打滑现象, 使辊子和轧件间的滚动摩擦变成了滑动摩擦, 此时驱动辊子的静转矩除了克服辊子轴承中的摩擦力矩外, 还要克服轧件和辊子间的滑动摩擦力矩, 此时的转矩值达到最大值, 也就是说, 连续运转辊道的最大静转矩就是打滑转矩。最大静转矩计算式为

$$M_{j\max} = M_{j0} + M_{j3} \quad (6.2-93)$$

式中:  $M_{j\max}$  为辊道运送轧件时的最大静转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_{j0}$  为辊道运送轧件时的打滑转矩,  $N \cdot m$ 。

而

$$M_{j3} = \frac{Q\mu_1 D}{2i\eta} \quad (6.2-94)$$

式中:  $\mu_1$  为辊子和轧件间的滑动摩擦系数; 冷轧件  $\mu_1 = 0.15 \sim 0.18$ , 热轧件  $\mu_1 = 0.3$ ;  $D$  为辊子直径,  $m$ 。

将式 (6.2-88)、式 (6.2-94) 代入式 (6.2-93) 得

$$M_{j\max} = G_R \mu \frac{d}{2i\eta} + Q\mu_1 \frac{D}{2i\eta} \quad (6.2-95)$$

计算得出辊道所需的输送转矩和最大转矩后, 根据式 (6.2-91) 和式 (6.2-95) 即可确定单独传动电动机额定转矩和过载倍数。若为多辊集体传动, 则电动机的转矩为所驱动辊子的转矩和, 即

$$M_M \geq \sum M_{ji} \quad (6.2-96)$$

式中:  $M_M$  为辊道电动机的额定转矩,  $N \cdot m$ 。

得到  $M_{M\max}$  为

$$M_{M\max} \geq \frac{M_{j\max}}{n_R} \quad (6.2-97)$$

式中:  $M_{M\max}$  为辊道电动机的最大过载转矩,  $N \cdot m$ ;  $n_R$  为单个辊的轧件重量系数。

2) 启动工作制辊道电动机的转矩计算。启动工作制辊道在开始运送轧件的同时还要进行加速, 因此除了静转矩外还需考虑轧件和辊子所产生的加速转矩, 其中轧件的加速转矩为  $M_{d1}$ , 辊子的加速转矩为  $M_{d2}$ 。启动工作制辊道的转矩计算式为

$$M_d = M_j + M_{d1} + M_{d2} \quad (6.2-98)$$

式中:  $M_d$  为辊道启动时的转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_j$  为辊道稳定运转时的静转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_{d1}$  为辊道启动时轧件的加速转矩,  $N \cdot m$ ;  $M_{d2}$  为辊道启动时辊子的加速转矩,  $N \cdot m$ 。

$$M_{d1} = Fr = m \frac{dv}{dt} \frac{D}{2} = \frac{QD}{2g} \frac{dv}{dt} \quad (6.2-99)$$

式中:  $F$  为轧件的动力,  $N$ ;  $r$  为辊子的半径,  $m$ ;  $m$  为作用于单个辊子的轧件质量,  $kg$ ;  $g$  为重力加速度,  $m/s^2$ 。

$$M_{d2} = J\alpha = \frac{GD_R^2}{4g} \frac{2\pi}{60} \frac{dn}{dt}$$

$$\begin{aligned} &= \frac{GD_R^2}{4g} \frac{2\pi}{60} \frac{2}{D} \frac{dv}{dt} \\ &\approx \frac{GD_R^2}{375} \frac{2}{D} \frac{dv}{dt} \end{aligned} \quad (6.2-100)$$

式中:  $J$  为辊子的转动惯量,  $kg \cdot m^2$ ;  $\alpha$  为辊子的角加速度,  $s^{-2}$ ;  $GD_R^2$  为辊子的飞轮力矩,  $N \cdot m$ 。

由式 (6.2-91)、式 (6.2-99) 和式 (6.2-100) 得出

$$\begin{aligned} M_d &= (Q + G_R) \mu \frac{d}{2i\eta} + \frac{Qf}{i\eta} + \\ &\quad \left( \frac{GD_R^2}{375} + \frac{QD^2}{4g} \right) \frac{2}{D} \frac{dv}{dt} \end{aligned} \quad (6.2-101)$$

辊子的飞轮力矩由式 (6.2-101) 求得

$$GD_R^2 = \frac{\pi}{8} \rho D^4 l g \quad (6.2-102)$$

式中:  $l$  为辊子辊身长度,  $m$ ;  $\rho$  为辊子材质的密度,  $kg/m^3$ 。

以上加速转矩计算成立的前提是辊子不打滑, 即轧件和辊子间的滑动摩擦力和轧件惯性力  $F$  大小相等, 但是其最大值不得超过轧件和辊子间的最大静摩擦力  $F_j$ , 即

$$F \leq F_j \quad (6.2-103)$$

由于

$$F = \frac{Q}{g} \frac{dv}{dt} \quad (6.2-104)$$

$$F_j = \mu_1 Q \quad (6.2-105)$$

式 (6.2-103)、式 (6.2-104) 和式 (6.2-105) 表明, 由轧件和辊子间的滑动摩擦力使轧件产生的加速度不能大于轧件和辊子间的摩擦系数和重力加速度的乘积, 所以

$$\frac{dv}{dt} \leq \mu_1 g \quad (6.2-106)$$

由式 (6.2-106) 可知, 辊道的最大加速度在输送冷钢坯时为  $1.4 \sim 1.8 m/s^2$ , 输送热钢坯时为  $1.5 \sim 3 m/s^2$ 。

当取不打滑的最高加速度时, 启动工作制辊道电动机的启动转矩  $M_{M1}$  应为

$$\begin{aligned} M_{M1} &\geq M_d = (Q + G_R) \mu \frac{d}{2i\eta} + \frac{Qf}{i\eta} \frac{D}{2} + \\ &\quad \left( \frac{GD_R^2}{375} + \frac{QD^2}{4g} \right) \frac{2}{D} \mu_1 g \end{aligned} \quad (6.2-107)$$

考虑电动机在启动过程中时打滑, 此时电动机的转矩  $M_{M2}$  应符合

$$\begin{aligned} M_{M2} &\geq M_{d2} + M_{j0} + M_{j3} \\ &= \frac{GD_R^2}{375} \frac{2}{D} \mu_1 g + G_R \mu \frac{d}{2i\eta} + \\ &\quad Q\mu_1 \frac{D}{2i\eta} \end{aligned} \quad (6.2-108)$$

选择启动工作制辊道电动机要保证其最大输出转矩大于  $M_{M1}$  和  $M_{M2}$  的最大值, 即

$$M_{M\max} \geq M_{M1} \quad \text{且} \quad M_{M\max} \geq M_{M2} \quad (6.2-109)$$

正常情况下, 启动工作制辊道电动机的容量计算与连续工作制辊道电动机的容量计算是相同的, 根据电动机的静转矩计算选择电动机的额定容量和额定转速。但是正常运送轧件所需的静力矩很小, 而加速所需转矩和打滑时转矩都很大。因此, 对辊道电动机而言, 要校验的是其过载能力是否足够, 而发热一般不用考虑。根据要求的电动机最大输出转矩确定电动机的过载倍数。

3) 辊道电动机的容量计算及校验。辊道电动机的额定转矩确定后, 由工艺要求的最大输送轧件速度计算电动机的额定转速为

$$n = \frac{v60i}{\pi D} \quad (6.2-110)$$

式中:  $v$  为辊道运送轧件时的最大线速度,  $\text{m/s}$ ;  $n$  为辊道电动机的转速,  $\text{r/min}$ 。

按照电动机的标准对电动机的转速进行选型, 转速确定后, 电动机的额定容量计算式为

$$P_M = \frac{M_{M\max} n}{9550k} \quad (6.2-111)$$

式中:  $P_M$  为辊道电动机的额定功率,  $\text{kW}$ ;  $k$  为辊道电动机的最大过载倍数。

值得注意的是, 选择电动机的过载倍时必须要有足够

的安全余量, 以保证最大负载转矩不会达到电动机的失速转矩, 一般情况下, 最大负载转矩要小于电动机额定转矩的 2 倍。

(2) 变频传动装置的容量选择。对于辊道的多传动系统, 变频传动装置采用整流单元+公共直流母线+逆变器+制动单元的控制系统, 其结构组成如图 6.2-112 所示; 有时也可选择整流回馈单元+公共直流母线+逆变器的控制系统。

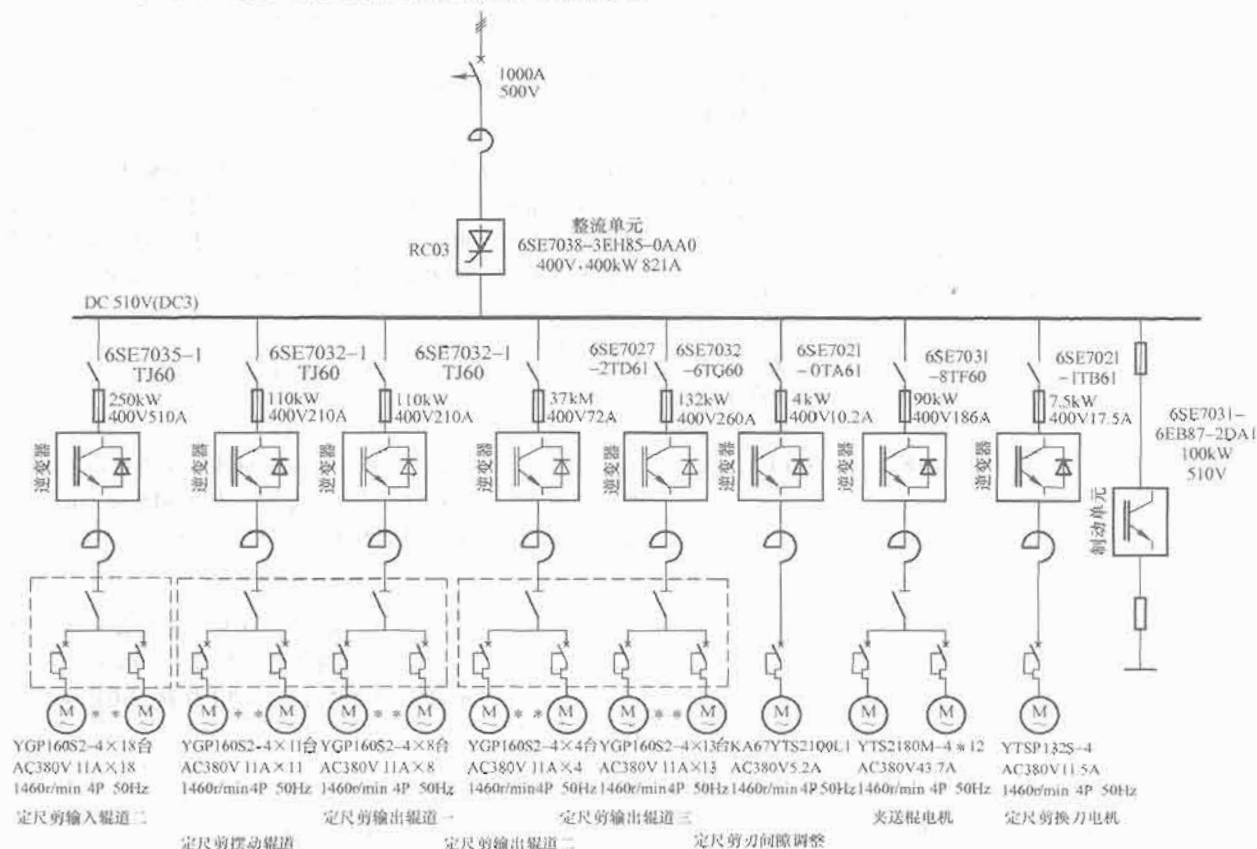


图 6.2-112 多传动公共直流母线控制系统单线图

1) 逆变器的选型计算。根据工艺特点, 逆变器多采用集体传动, 即一台逆变器同时拖动一组辊道电动机, 所以在考虑逆变器的容量时要以所控制电动机的总容量进行计算, 过载计算时还应考虑本组电动机的同期系数。在对逆变器进行容量计算和选型时, 还要注意辊道电动机的成组原则。首先, 一组电动机属于一个工艺速度分段, 具有相同的运转频率、相同的转速和线速度、相同的机械特性; 其次, 由同一逆变器供电的电动机尽量具有相同或相近的参数, 而且每台电动机要有单独的短路和过载保护回路; 再次, 选择分组时尽量考虑逆变器规格的统一性, 尽量使逆变器输出到达每台电动机的电缆长度相接近。

根据辊道多传动控制系统的成组原则确定分组后, 首先要根据电动机的工作电压选择逆变器的额定电压, 此时要考虑到电网电压波动范围应在逆变器输出电压的允许值之内, 注意不同品牌或规格的逆变器允许电压的波动范围是不一样的。

确定逆变器的容量要从需要逆变器长期的输出电流值和相应过载周期内短时过载电流值两方面进行计算。

逆变器的长期输出电流只要大于所挂电动机的额定电流和即可, 即

$$\lambda_1 I_{INV} > 1.1 \sum I_{MN} \quad (6.2-112)$$

式中:  $I_{INV}$  为逆变器额定输出电流,  $\text{A}$ ;  $\lambda_1$  为逆变器长期输出电流的系数。

但是上文中已经提到, 正常运送轧件所需的静力矩很小, 而加速所需转矩和打滑时转矩却很大。因此在进行逆变器容量计算时主要需考虑其过载能力满足最大的负载电流。电动机电流与电动机转矩的关系式为

$$I_M = \frac{(M_M - M_{MN})(I_{M\max} - I_{MN})}{(M_{M\max} - M_{MN})} + I_{MN} \quad (6.2-113)$$

式中:  $I_M$  为电动机输出转矩为  $M_M$  时的电流,  $\text{A}$ ;  $M_M$  为电动机的输出转矩,  $\text{N} \cdot \text{m}$ ;  $I_{M\max}$  为对应电动机最大输出转矩  $M_{M\max}$  的电流,  $\text{A}$ ;  $M_{M\max}$  为电动机的最大输出转矩,  $\text{N} \cdot \text{m}$ ;  $M_{MN}$  为电动机的额定转矩,  $\text{N} \cdot \text{m}$ ;  $I_{MN}$  为电动机时额定电流,  $\text{A}$ 。

由式 (6.2-113) 可推出电动机加速转矩对应的电流值  $I_{M1}$  和电动机打滑对应的电流值  $I_{M2}$  分别为

$$I_{M0} = \frac{(M_0 - M_{MN})(I_{M\max} - I_{MN})}{M_{M\max} - M_{MN}} + I_{MN} \quad (6.2-114)$$

$$I_{M1} = \frac{(M_{M1} - M_{MN})(I_{M\max} - I_{MN})}{M_{M\max} - M_{MN}} + I_{MN} \quad (6.2-115)$$

$$I_{M2} = \frac{(M_{M2} - M_{MN})(I_{M\max} - I_{MN})}{M_{M\max} - M_{MN}} + I_{MN} \quad (6.2-116)$$

考虑辊道最严重的工作情况是逆变器下挂的电动机同时起动, 而且有  $m$  台电动机处于空载起动,  $n_2$  台电动机处于带载起动同时又产生打滑现象, 此时要求逆变器的最大输出电流为

$$I_{INV\max} = n_1 I_{M1} + n_2 I_{M2} \quad (6.2-117)$$

式中:  $I_{INV\max}$  为逆变器最大输出电流, A。

此时还要对逆变器的过载能力进行校正, 逆变器过载要求的选型公式为

$$\lambda_{INV} I_{INV} > I_{INV\max} \quad (6.2-118)$$

式中:  $\lambda_{INV}$  为逆变器过载倍数。

在考虑逆变器过载时还要留有一定的余量。如不满足过载要求, 则需提高逆变器的额定选型。

以西门子公司的 MASTERDRIVE 6SE70 逆变器为例, 当传动设备需要过载时, 必须使其基本负载电流仅为额定电流的 91%, 基于此基本负载电流, 装置在工作周期为 300s 时, 可以在 60s 时间内有 1.5 倍过载, 即  $\lambda_1$  为 0.91、 $\lambda_{INV}$  为 1.36, 所以在选择此种逆变器容量时, 只计算逆变器的过载就可满足电动机的需求。

2) 整流单元及整流/回馈单元的选型计算。整流单元中间回路输出额定电流必须大于流向逆变器侧总的中间回路电流。整流单元供电的逆变器有的工作在电动状态, 也有的工作在发电状态, 逆变器侧的总中间回路电流等于用电动状态工作的逆变器取自中间回路电流减去发电状态工作的逆变器流向中间回路的电流。

整流单元和整流/回馈单元的电流计算要从额定电流和过载电流两方面进行。首先逆变器所需直流中间回路电流计算式为

$$I_{INVm} = 1.19 I_{INVN} \quad (6.2-119)$$

式中:  $I_{INVm}$  为逆变器所需的直流中间回路电流, A。

通过式 (6.2-119) 计算出各个逆变器所需的直流中间回路额定电流和过载电流。整流单元或整流回馈单元的选型要求就是其提供的长期额定直流中间回路电流大于此段公共直流母线上挂的逆变器所需的直流中间回路电流按其工作状态求和; 其所提供的最大过载电流大于最恶劣工作状态时逆变器所需的直流中间回路电流和, 即

$$I_{DClinkE} \geq \sum I_{INVm} \quad (6.2-120)$$

$$I_{DCmaxE} \geq \sum I_{INV\max} \quad (6.2-121)$$

式中:  $I_{DClinkE}$  为整流单元或整流回馈单元提供的额定直流中间回路电流, A;  $I_{DCmaxE}$  为整流单元或整流回馈单元提供的最大直流中间回路电流, A;  $I_{INV\max}$  为逆变器所需的最大直流中间回路电流, A。

在整流单元的容量选型计算完成后, 还要注意进线电抗器的选型; 而对于采用整流回馈单元的系统需完成进线电抗器和自耦变压器的选型。选择进线电抗器和自耦变压器的压降时要遵从下列原则:

当供电变压器短路阻抗  $U_D \leq 3\%$  时, 电抗器压降为 4%, 自耦变压器压降为 2%; 当供电变压器短路阻抗  $3\% \leq U_D \leq 6\%$  时, 电抗器压降为 2%, 自耦变压器压降为 2%; 当供电变压器短路阻抗  $6\% \leq U_D \leq 8\%$  时, 电抗器可以不用, 自耦变压器压降为 2%。自耦变压器的输出/输入电压比为 1.2, 自耦变压器的工作制分为持续通电率 25% 和 100% 两种, 选用时要考虑电动机制动回馈能量的大小、制动时间的快慢。自耦变压器的标称容量计算式为

$$S = 1.732 U_L I_L \quad (6.2-122)$$

式中:  $S$  为自耦变压器的标称容量, kVA;  $U_L$  为回馈侧线电压, V;  $I_L$  为回馈侧线电流, A。

3) 制动单元的选型计算。当控制系统采用整流单元进行供电时, 根据辊道的工作特点, 需加装制动单元和制动电阻。当电动机减速或停机时, 电动机将处于再生发电状态, 系统中所储存的机械能经电动机转换成电能, 逆变器的六个回馈二极管将这种电能回馈到直流侧, 这部分能量将导致中间回路的电容器的电压上升, 这种电压被称为“泵升”电压, 当“泵升”电压超过电容器所允许的电压值 (保护值) 时, 系统就必须停止工作。

需要制动单元和制动电阻, 即利用能耗制动方式将再生能量耗散到直流回路中人为设置的与电容器并联的“制动电阻”中。其系统结构如图 6.2-113 所示。该制动系统主要是在直流侧并联动力制动单元 PW, 包括晶体管  $V_B$ 、二极管  $V_{DB}$  和接于 H、G 两点上外制动电阻  $R_{EB}$ 。当直流回路电容器的电压由于制动能量使之升高到设定值时, 给  $V_B$  施加基极信号使之导通, 将  $R_B$  ( $R_{EB}$ ) 与电容器并联起来, 存储在电容器的回馈能量经  $R_{EB}$  消耗掉。

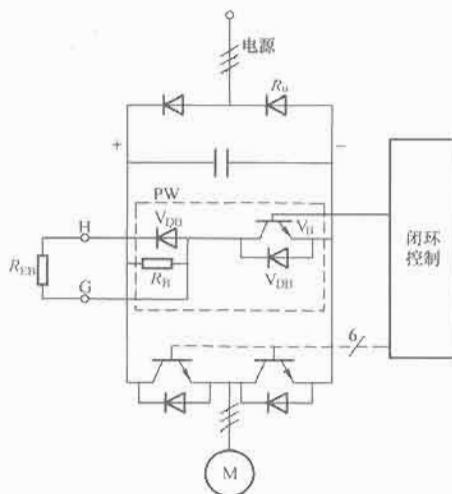


图 6.2-113 制动单元原理图

根据工艺要求的减速时间和制动周期确定所需的平均制动功率  $P_{平均}$ , 计算式为

$$P_{平均} = \frac{P_{max} t_s}{2T} \quad (6.2-123)$$

式中:  $P_{max}$  为实现回馈工作状态的电动机功率总和, kW;  $t_s$  为减速时间, s;  $T$  为制动周期, s。

计算出平均制动功率后, 还要选择制动单元的峰值制动功率  $P_{峰值}$  和额定制动功率  $P_{20}$ 。以西门子公司提供的变频器制动电阻负载定义 (见图 6.2-114) 为例, 取

$$P_{20} \geq 4P_{平均} \quad (6.2-124)$$

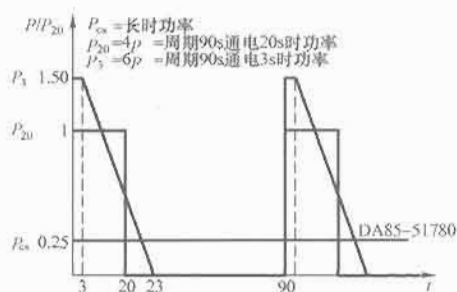


图 6.2-114 西门子公司变频器的制动电阻负载定义图

$$P_{20} \geq 0.67P_{\text{峰值}} \quad (6.2-125)$$

### 5.4.7 其他多电动机传动控制系统

在轧钢生产线的设备中,典型的多电动机传动控制系统除了输送辊道的多电动机控制系统外,应用较广泛的系统还包括同轴刚性连接的多电动机主从控制系统、主轧机的负荷平衡控制系统。在轧钢车间的精整处理线上还有比较典型的S辊负荷平衡控制系统和多电动机位置同步的控制系统。

(1) 同轴多电动机传动控制系统。同轴多电动机传动是指多台电动机通过减速箱或机械轴刚性连接,使每台电动机运行时的转速相同。所以此种工况的控制系统彼此不能完全独立,各个控制系统之间是相互关联的。如果采用独立的控制系统进行控制,很难保证各台电动机转矩的一致性,以至于降低了电动机的总输出力,甚至造成机械损伤。

对于通过机械轴刚性连接的多电动机传动,控制系统普遍采用主从控制,其控制系统框图如图6.2-115所示。

1) 主从控制系统:所谓主从控制,就是以一台电动机的控制系统为主,该控制系统为由一个速度环和一个电流环组成的典型双闭环控制系统;另一台电动机的控制系统为从,即没有速度控制的单环控制系统,其电流给定和电动机的速度实际值由主控制系统读取,以便完成电流闭环控制和非独立弱磁控制。

2) 控制指令:由于电动机通过机械刚性连接,所以必须保证两台电动机启动、制动、停止的一致性,通过快速的信号接口完成主从系统的信息交换,电动机的启动、停止命令和电流给定信号同时传送。

3) 快速信号接口:快速信号接口是完成主从控制系统信号交换的介质,它可以是数字量和模拟量的输入/输出接口,也可以是串行通信接口。如信号交换方式是利用光纤可通过SIMOLINK通信协议完成的,其通信速率可以达到11Mb/s。

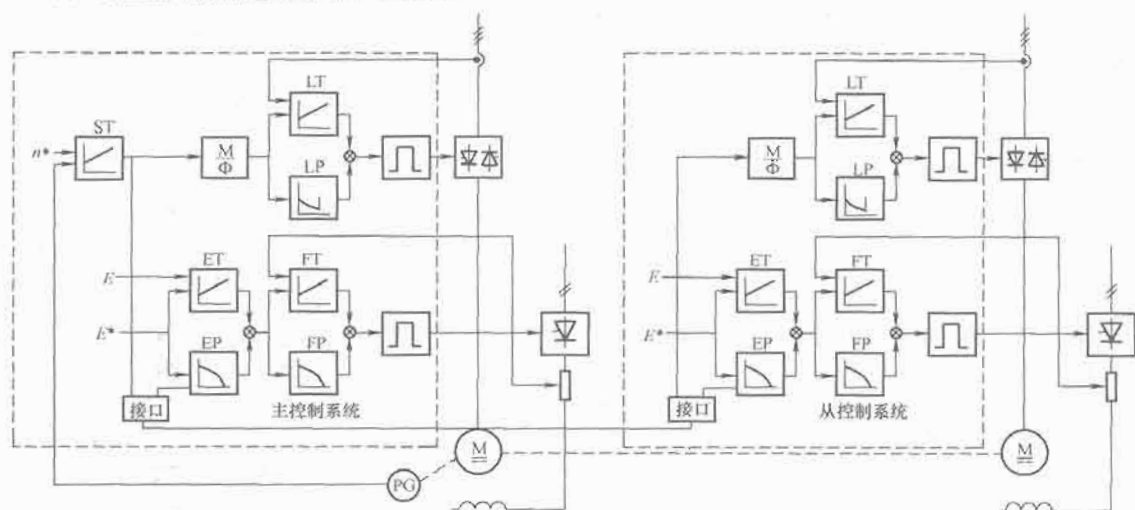


图 6.2-115 同轴双传动主从控制系统框图

图6.2-115给出的是两台电动机主从控制的系统框图。对于多台电动机的主从控制也是一样的,需要注意的是主控制系统只有一个,其他都作为从控制系统,而且在有可能的情况下尽量提高信号接口的传输速率,以保证主从控制系统的同步性。

(2) 多点传动的主从控制系统。多点传动的主从控制系统主要应用于轧钢处理线的S辊控制,如彩涂、镀锌、退火

等生产线。这种系统的主要特点是S辊的两个辊彼此独立,各自拥有相应的机械传动装置和双闭环速度控制系统,两个辊的联系是依靠处理材料的运动建立的。在材料运行过程中,一组S辊的两个辊(或更多)要作为一个整体进行控制,即要求两辊的作用力一致,保证电气控制系统的速度与出力同步。该主从控制系统框图如图6.2-116所示。

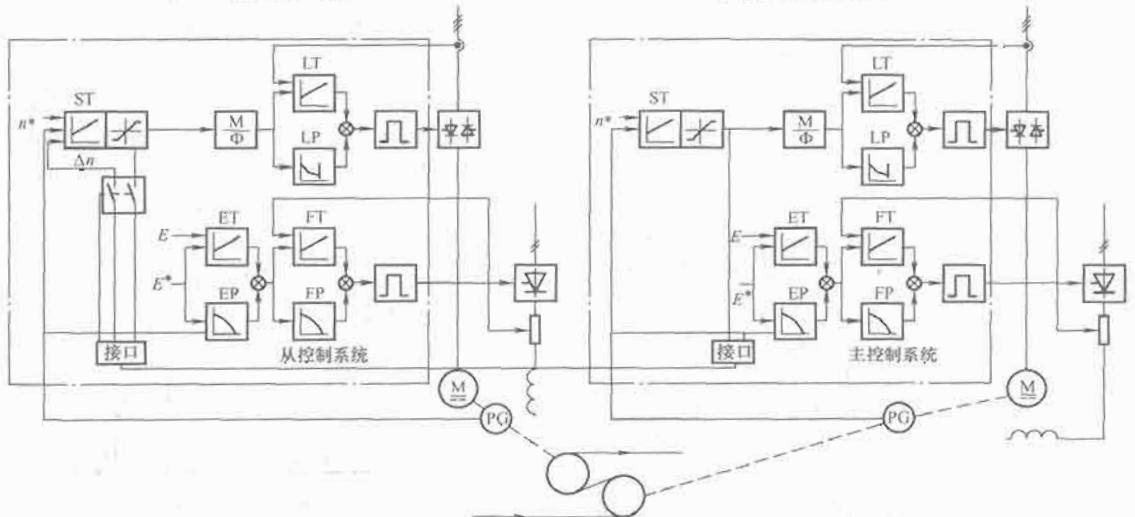


图 6.2-116 多点传动主从控制系统框图



由图 6.2-116 可以看出多点传动的主从控制系统的主系统是一个标准的双闭环控制系统，而从系统是一个带开关切换的双闭环控制系统。在材料进行点动前进时，S 辊的两个辊要保持电气同步，两个辊的速度设定相同，每个控制系统都是标准双闭环速度控制系统，速度环不饱和。在正常工作时，一组 S 辊的两个辊投入主从控制系统，即在从辊速度设定上叠加一个小的速度设定偏差，使速度环饱和，将主辊控制系统的转矩设定值作用于从辊速度调节器的输出限幅，保证从辊的转矩输出与主辊的转矩输出一致。从辊的此种转矩控制方法也叫作最大力矩法。

利用最大力矩法对 S 辊从辊进行控制，最大的好处就是在处理线断带时，从辊控制系统可自动退饱和，恢复速度闭环控制，有效地防止 S 辊的惯性加速，进而保证生产安全。

同样，主从控制系统之间的信号交换也尽量通过简易的点对点通信完成。

(3) 多点传动的负荷平衡控制系统。在轧钢处理线的工

艺布置中，将 S 辊按生产工艺的要求分为张力辊和基准速度辊两种。在基准速度辊的控制系统中，要求一组 S 辊两个辊速度要实时保证同步运转，两个速度环都不允许饱和，这就要利用多点传动的负荷平衡控制系统来解决这个问题了。

多点传动的负荷平衡控制系统与单辊传动负荷平衡控制系统的控制原理相同，所不同的是 S 辊的负荷平衡控制系统只对从辊进行调节，主辊则是标准的双闭环速度控制系统，而且主辊、从辊的速度设定值保持一致。基准速度控制 S 辊的所有从辊，在接收来自主辊的速度给定的同时，接收主辊的力矩给定信号，经与本系统的力矩信号进行比较，通过调节器对从辊的速度进行调节，以保证主从 S 辊组之间的负荷均衡。

值得注意的是，基准速度辊的负荷平衡控制环节在整个生产过程中一直投入，不存在切换问题。同时，由于轧钢处理线大部分是连续生产，加减速的过程很少，因此可直接使用速度调节器的输出作为实际的负荷力矩反馈使用。

图 6.2-117 给出多点传动负荷平衡控制系统框图。

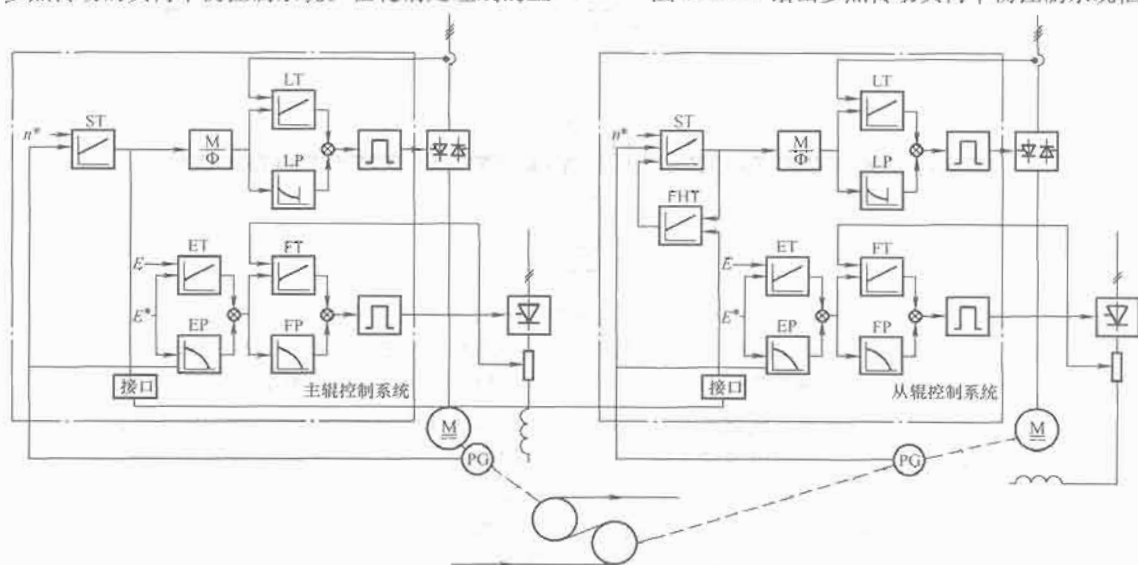


图 6.2-117 多点传动的负荷平衡控制系统框图

(4) 多点传动的位置同步控制系统。在多点传动的控制系统中，还有一种应用较为广泛的位置同步控制系统，这种控制系统中的两台（或几台）电动机所拖动的机械传动机构没有机械连接，而且在输送材料或轧件的过程中各自所产生的力矩彼此之间不会相互影响，但其最基本，也是最重要的

要求就是在物体运动过程中，两套系统要保证绝对的机械、电气同步。此种控制系统多应用于轧钢车间的精湛工段，例如多段移送链的同步控制、多台翻板机的同步控制。多点传动位置同步控制系统的框图如图 6.2-118 所示。

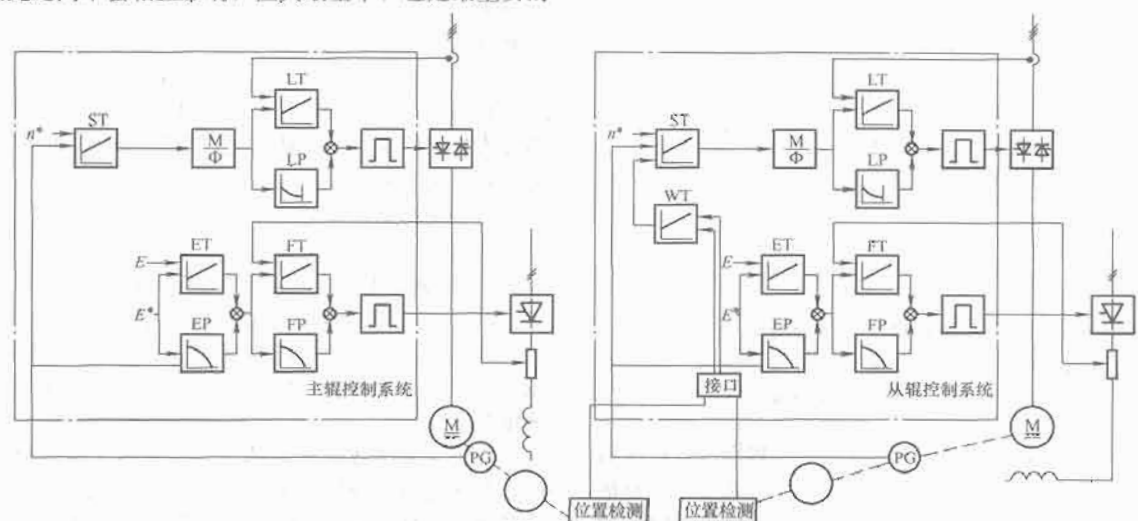


图 6.2-118 多点传动的位置同步控制系统框图

主控制系统是一个标准的双闭环速度控制系统,从控制系统在速度闭环的基础上又增加了位置外环,位置外环实时检测主从控制机构的位置偏差,经过调节器给出从控制系统的速度调节量,保证在系统稳定的条件下以最快的速度使主从两系统的位置差为零。

在多点传动位置同步控制系统中,两组装置走行的同步性是十分重要的,虽然其控制结构比较简单,但应注意位置信号的正确性。在位置信号的采集过程中需要采取多种抗干扰措施,而且在应用的同时要对其信号的真实性和实时性进行实时校验,避免出现大的控制失误。

## 5.5 轧钢生产过程自动化和计算机控制系统的应用举例

### 5.5.1 生产过程的顺序控制

顺序控制是轧钢生产过程中广泛应用的基础自动化功能,是以轧件为对象,对轧钢机械的各个部分或轧制生产线

上的各个设备,根据轧制工艺流程的规定,按预定的程序,实现轧钢生产过程的自动化。顺序控制的特点是动作的时序性及状态性,可编程序控制器(PLC)是其合适的主流控制设备。在种类繁多的轧钢生产过程顺序控制功能中,可逆轧机多道次的顺序控制,以及热卷箱的卷取成形与移送的顺序控制具有代表性。

(1) 可逆轧机顺序控制。可逆轧机是热轧带钢轧机的粗轧机组、大型钢轧机的粗轧机组、中厚板轧机等类轧机的主要设备。带有立辊的可逆轧机及其前后设备的布置示意图见图 6.2-119。图中的热金属检测器、轧制力测量、线位移测量及旋转编码器等轧线检测仪表用于轧件跟踪及控制。此类轧机的生产过程是从加热炉开始的,加热好的板坯(约 1250℃)出炉后,经高压水除鳞等,到达热金属检测器 HMD1 处,即进入可逆轧机顺序控制区域。

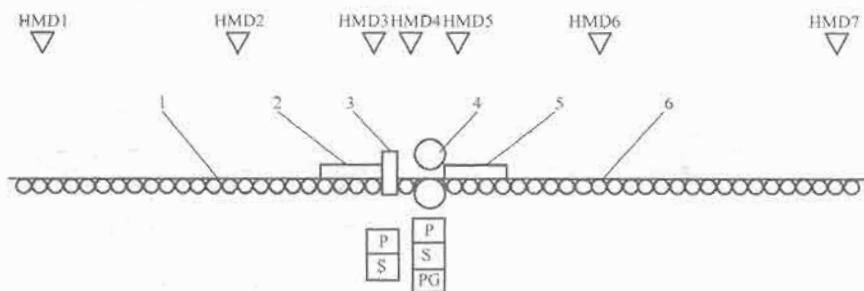


图 6.2-119 带立辊的可逆轧机设备布置示意图

1—机前辊道; 2—机前导板; 3—立辊轧机; 4—平辊轧机; 5—机后导板; 6—机后辊道;  
HMD—热金属检测器; P—轧制力测量; S—线位移测量; PG—旋转编码器

板坯在可逆轧机中往复轧制多个道次,轧制成符合规程厚度和宽度要求的中间轧件后,送往下游机组继续轧制。可逆轧机的顺序控制就是轧件在上述轧制过程中,基于轧件跟踪功能,以主轧机平辊、立辊、机前机后辊道的速度控制为主导,自动实现轧件运送、机前机后导板自动位置控制、立辊开口度自动位置控制、辊缝定位等自动化功能。

在可逆轧机顺序控制过程中,包括的主要功能有轧件跟踪,可逆轧机道次计数与转换,机前、机后导板自动位置控制(APC),立辊开口度自动位置控制(APC),平辊压下自动位置控制(APC),机前机后辊道、立辊、平辊速度控制,立辊与平辊间微张力控制,除鳞控制。

可逆轧机的轧制速度曲线如图 6.2-120 所示。在自动或

规程参数计算得出。带有立辊的可逆轧机,通常立辊配置在平辊前(上游),且仅在奇道次参与轧制,偶道次时打开空过。

当 HMD1 检测到板坯,且可逆轧机的状态及各种联锁条件满足后,即启动顺序控制功能,道次计数启动并置为 1(第 1 道次)。

板坯通过 HMD1 后,一方面机前辊道正转,继续向前输送板坯;同时启动导板开口度 APC、立辊开口度 APC、平辊压下 APC 功能,使其达到第一道次的设定值。这时,轧机多设定为空转速度  $V_0$ 。

当板坯到达立辊前, HMD3 ON,即为图 6.2-120 速度曲线上的轧机起动点,轧机开始升速至咬钢速度  $V_{b1}$ ,准备把轧件咬入。

此后,板坯先后咬入立辊与平辊。立辊轧制力检测 ON 后,启动立辊轧机的轧制力、轧制力矩测量与计算功能,为微张力控制作准备。如轧机也设有除鳞箱,即按工艺要求,开启高压水喷嘴。

当平辊轧制力检测 ON 时:

- 1) 设置开始加速定时器  $T_a$ 。
- 2) 启动轧件计长,减速点设定计算功能。
- 3) 立辊与平辊间微张力控制投入。

开始加速定时器所设的时间  $T_a$  很短(约 0.5s),满足咬入及微张力控制稳定即可。 $T_a$  延时后,轧机升速至轧制速度  $V_{r1}$ 。

轧制速度曲线减速点的设定,是为了在轧件离开轧机时,其速度为抛钢速度  $V_t$ 。当轧件尚未通过轧机轧制的剩余长度(折算至本道次轧后长度值),等于轧机从本道次轧制速度减速至抛钢速度的行程时,即为减速点,轧机减速至抛钢速度  $V_{t1}$ 。

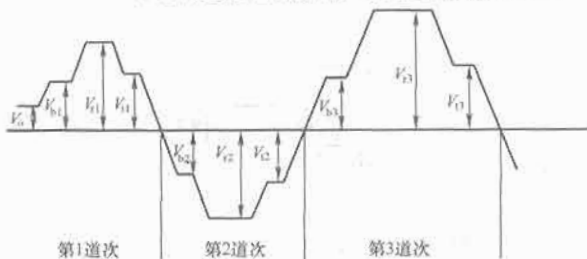


图 6.2-120 可逆轧机的轧制速度曲线

$V_0$ —空转速度;  $V_{b1}$ —第  $i$  道次咬钢速度 ( $i=1, 2, 3$ );  $V_{r1}$ —第  $i$  道次轧制速度 ( $i=1, 2, 3$ );  $V_{t1}$ —第  $i$  道次抛钢速度 ( $i=1, 2, 3$ )

半自动方式下,每个轧件的轧制规程、道次数以及各道次的咬钢速度、轧制速度、抛钢速度设定值由 1.2 级过程计算机或 HMI 上设定。如图 6.2-120 所示的速度曲线是平辊的速度曲线。在轧制过程中,辊道或立辊的速度,则以与轧件同步(轧件在轧制)或快速运送轧件为原则,根据各道次轧制

轧机抛钢, 轧制力检测 OFF;

- 1) 设置制动停车定时器  $T_b$ 。
- 2) 道次转换, 置为 2 (第 2 道次)。
- 3) 起动机前机后导板 APC、压下 APC。

定时器  $T_b$  由于使轧件停在恰当的位置。经  $T_b$  延时后, 轧机减速至零。各 APC 定位完成后, 轧机即准备第 2 道次的反向轧制, 轧制加速至反向咬钢速度  $V_{b2}$ 。当轧件从反方向咬入时, 即开始了第 2 道次的轧制过程。其控制顺序与正方向相同。如此循环, 直至轧制规程规定的道次全部完成, 把轧件送往下一工序, 又开始新的轧件轧制。

(2) 热卷箱控制。热卷箱是 20 世纪 70 年代, 加拿大 HATCH-STEELTECH 公司开发用于热带钢轧机的工艺设备。它具有消除中间带坯头尾温差及保温、改善产品质量、降低精轧机组能耗、缩短粗轧机与精轧机组间的距离等特点, 目前国内已有十多套热带钢轧机配置了热卷箱。

国内新建某热带钢轧机配置了新一代的热卷箱, 其设备组成如图 6.2-121 所示。热卷箱位于粗轧机之后和精轧机组切头飞剪前。粗轧机轧出的中间坯, 由输送辊道经过热卷箱前侧导位、偏转辊导入弯曲辊, 通过上下弯曲辊辊缝的合理设置, 使中间坯头部弯曲进入热卷箱, 而后由成形辊和 1 号托卷辊共同支持, 将中间坯卷成钢卷。然后再将热带钢卷进行开卷, 经过 2 号托卷辊、3 号托卷辊及夹送矫直辊, 将中间坯直送入切头飞剪切头, 再经除鳞, 进入精轧机组轧制。

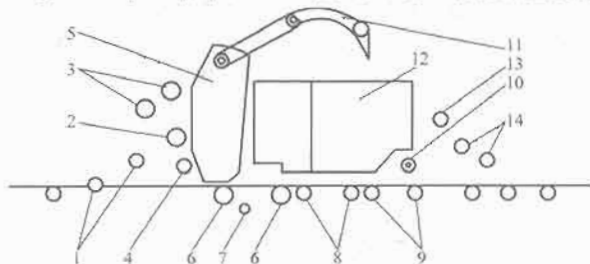


图 6.2-121 热卷箱设备布置示意图

- 1—偏转辊; 2—下弯曲辊; 3—上弯曲辊; 4—成形辊;  
5—稳定器; 6—1 号托卷辊; 7—推卷器; 8—2 号托卷辊;  
9—3 号托卷辊; 10—开卷销; 11—开卷器; 12—保温墙;  
13—开卷辊; 14—夹送矫直辊

热卷箱还有直通工作模式。当粗轧机轧出的中间坯的厚度较大时 (大于 33mm), 在完成末道次后, 由输送辊道入口导槽辊 (水平位置), 成形辊 (水平位置), 1、2、3 号托卷辊, 夹送矫直辊将中间坯进行矫直, 直送入切头飞剪进行切头后, 进入精轧机轧制。

热卷箱本体设备机构多, 内部连锁复杂, 要求控制准确可靠。当粗轧轧出的中间坯较长时, 会与热卷箱形成连轧连卷, 此时粗轧机的速度要与热卷箱的卷取速度相配合。开卷时, 热卷箱的开卷速度要与精轧机组的速度相配合。因此, 要有一完善的轧件跟踪检测系统, 以保证热卷箱区域设备的顺序控制及速度协调控制。热卷箱区域热金属检测器 (HMD) 的布置见图 6.2-122。

图 6.2-122 中, HMD1 在热卷箱前 15m 粗轧延伸辊道处, HMD2 在热卷箱前辊道与入口偏转辊交界处, HMD3 在 1 号托卷辊处, HMD4 在 2、3 号托卷辊处, HMD5 在开尾销与开尾辊之间, HMD6 在夹送矫直辊后, HMD7 在飞剪后。

热卷箱控制系统的主要控制功能包括: 轧件跟踪, 热卷

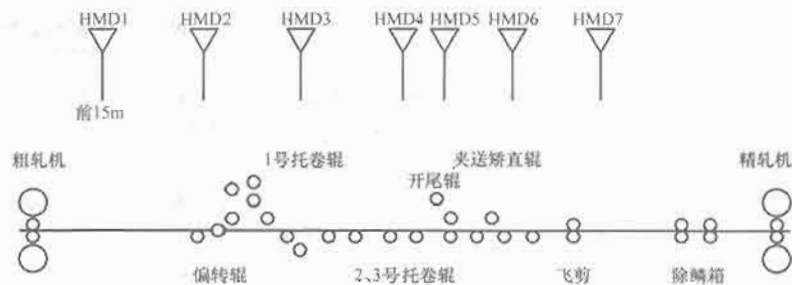


图 6.2-122 热金属检测器布置示意图

箱速度设定和控制, 偏转辊升降控制, 弯曲辊位辊缝设定与位置控制, 卷径计算, 成形辊和 1 号托卷辊位置控制, 开卷控制, 移卷顺序控制, 夹送矫直辊辊缝控制, 开尾销、开尾辊控制等。其中, 热卷箱各传动辊的速度设定与移卷控制是热卷箱是否能正常运行的关键。

1) 热卷箱卷取过程速度设定。热卷箱卷取速度曲线见图 6.2-123。这是速度设定的主导值。各传动辊的速度由该主导值, 并按工艺要求, 通过速度超前率、速度滞后率和钢坯曲率补偿计算得到。

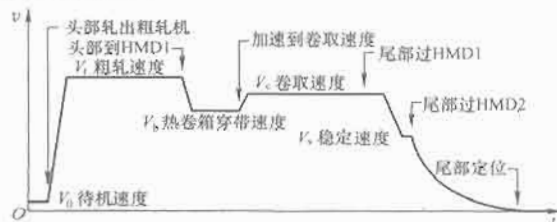


图 6.2-123 热卷箱卷取速度曲线

卷取速度控制过程如下: 热卷箱在接收到粗轧末道次咬钢信号后开始加速, 跟随粗轧速度  $V_r$ 。在中间坯头部到达 HMD1 后, 粗轧机减速到热卷箱的穿带速度  $V_b$ , 热卷箱以穿带速度卷取中间坯, 在带卷直径达到设定的直径后, 将卷取速度  $V$  传给粗轧, 如果粗轧没有抛钢且允许加速, 就加速到热卷箱的卷取速度  $V_c$ 。粗轧抛钢后, 热卷箱独自进行速度控制, 以卷取速度  $V_c$  运行, 同时将热卷箱前辊道速度传给粗轧, 供粗轧控制机后延伸辊道。

带钢尾部过 HMD1 (HMD1 OFF), 热卷箱减速至稳定速度  $V_s$ , 将要进入热卷箱时 (HMD2 OFF), 弯曲辊打开, 使尾部保持平直进入热卷箱, 进行尾部定位速度控制, 准确将尾部停止在便于开卷的位置。

2) 热卷箱开卷过程速度设定。热卷箱的开卷速度曲线见图 6.2-124。开卷过程是以切头飞剪速度及精轧机组设定速度为主导值的。各开卷传动辊速度, 由主导值和相关的速度滞后率计算得到。

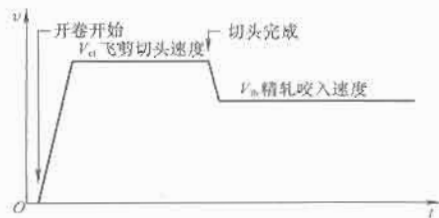


图 6.2-124 热卷箱开卷速度曲线

开卷速度控制过程如下: 在热卷箱中完成卷取的带卷要进行开卷才能送入精轧机进行轧制。首先在开卷器的约束下完成头部开卷, 送入夹送矫直辊进行矫直, 然后经由飞剪切头后, 经精除鳞箱再送入精轧机。在飞剪切头前, 开卷速度要保持在稳定的预先设定的飞剪切头速度; 在飞剪完成切头

后,开卷速度转为精轧机的咬入速度;在精轧机咬入后,跟随精轧机轧制速度直到飞剪完成切尾。

3) 热卷箱钢卷无芯移送。热卷箱设有卷取工位和开卷工位两个工位,可以同时工作,提高了热卷箱的工作效率。卷取好的热带卷在1号托卷辊上进行开卷。当头部咬入精轧机后,就开始进行无芯移送,将带卷移到2号托卷辊上继续开卷。2号托卷辊处设有保温墙,可减少带卷开卷过程的热量损失。无芯移送还可以将带卷移到3号托卷辊上,根据需要还可以完成逆向的移送过程。托卷辊布置和带卷移送位置示意图见图6.2-125。图中的1、2、3分别表示带卷在1、2、3号托卷辊上。

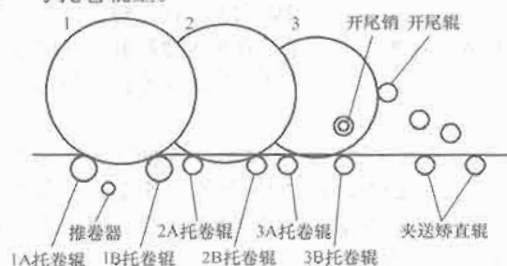


图 6.2-125 托卷辊布置示意图

带卷从1号托卷辊到2号托卷辊的移送控制过程如下:开卷时托卷辊1B下降到轧线下,在头部咬入精轧机后开始移送。首先托卷辊1B继续下降,推卷器上升将带卷重心移过1B,使托卷辊2A接触带卷,然后托卷辊1B开始上升,托卷辊2A下降至使带卷接触到托卷辊2B,托卷辊1B继续上升、托卷辊2A上升,使带卷移送至2号托卷辊位置。整个过程约需时12.5s。移卷过程时序、卷心移动距离及各辊的控制位置列于表6.2-23。

表 6.2-23 直径1800mm带卷移送参数表

步序	描述	时间 (s)	卷心移 送距离 (mm)	推卷器 伸出 (mm)	1B托 辊高度 (mm)	2A托 辊高度 (mm)	2B托 辊高度 (mm)
0	开始	0	0	0	-120	-120	-100
1	接触推卷器	1.5	123	190	-210	-120	-100
2	在1B上	1.5	188	273	-210	-120	-100
3	2A接卷	1.2	158	347	-210	-170	-100
4	继续推卷	1.0	92	393	-210	-210	-100
5	在2A上	1.2	247	430	-94	-210	-100
6	2B接卷	1.6	220	300	40	-210	-100
7	1B最高	2.5	153	200	473	-106	-100
8	移至2号 托卷辊	2.0	156	0	473	0	-100
总时间		12.5					

带卷移送控制还可以从2号托卷辊到3号托卷辊以及逆向从2号托卷辊到1号托卷辊。这是在一些特殊情况下,例如需要空出2号托卷辊位置,或因后续设备原因中断开卷,需将剩余带卷移至1号托卷辊处,以取出带卷。

### 5.5.2 典型热连轧机计算机控制系统

薄板坯连铸连轧机采用20世纪80年代发展起来的新型宽带钢生产短流程工艺技术。近年,在我国建成投产的一条半无头轧制超薄带钢连铸连轧生产线,体现了当今生产热轧宽而薄带钢的最前沿的现代化技术。该生产线由薄板坯连铸机、摆式剪、辊底式均热炉、立辊轧机、两台粗轧机、中间冷却器、五台精轧机、层流冷却装置、高速飞剪及两台卷取机等主要设备组成。该生产线设备布置见图6.2-126,主要工艺参数见表6.2-24。

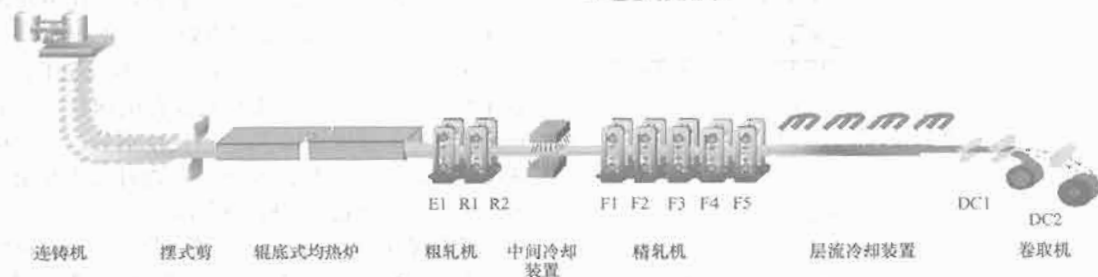


图 6.2-126 连铸连轧机生产线布置

表 6.2-24 连铸连轧机主要工艺参数

项 目	参 数
铸坯厚度 (mm)	70, 85
铸坯宽度 (mm)	850~1580
带钢厚度 (mm)	0.8~4.0
带钢宽度 (mm)	850~1580
精轧出口速度 (m/s)	23.2 (max)
钢卷内径 (mm)	762
钢卷外径 (mm)	1200~2025
钢卷重量 (t)	30 (max)

该连铸连轧生产线是由意大利达涅利 (DANIELI) 公司和日本三菱 (MITSUBISHI) 公司组成的国际集团负责完成的。三菱公司提供了传动系统和 L1、L2 级计算机控制系统,包括过程计算机、PLC、HMI 控制软件和轧机数学模型。由于其装备水平高、控制功能多、实时性强、精度要求高,对计算机控制系统也提出了更高的要求。其多级分布式计算机控制系统如图6.2-127所示。

(1) 基础自动化系统 (L1)。连铸连轧生产线基础自动化系统分连铸子系统、辊底式均热炉子系统、轧机速度主控子系统、轧机液压位置/厚度控制子系统和卷取机/飞剪控制子系统5个子系统。

基础自动化级采用了三菱电机新的 MELPLAC2000 系列钢铁厂用控制系统。该控制器 MELPLAC2000 采用了最新的、高可靠性的电气 (E) 和仪表 (I) 集成控制技术。其性能特点:

1) 速度快控制能力强。控制器由高性能的处理器和专供位运算处理器组成,位操作时间 0.09μs;采用面向设备语言 (POL),支持多达 96K 步,可处理 320 个仪表控制回路。

2) 多微处理器结构,支持最多 4 个处理器。

3) 软件结构化、模块化。

4) 高可靠性,印制电路板和整站自诊断。

(2) 网络通信。MELPLAC2000 系统的信息/控制网络是开放的,同快速互联网兼容。其信息网络采用 TCP/IP 通信协议,控制网络则采用 UDP/IP 协议;在应用层采用简单



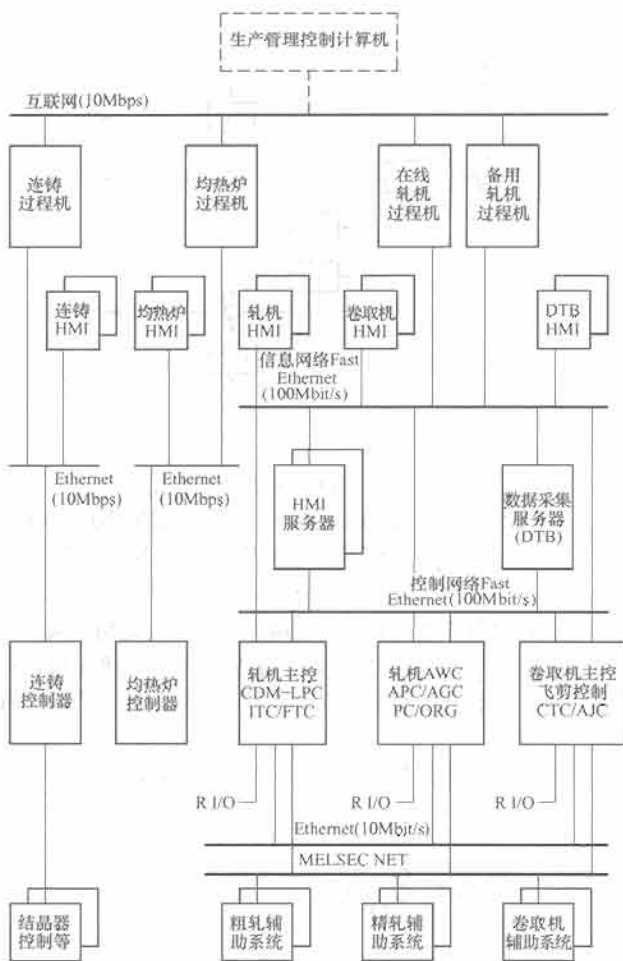


图 6.2-127 连铸连轧生产线计算机  
多级分布系统结构示意图

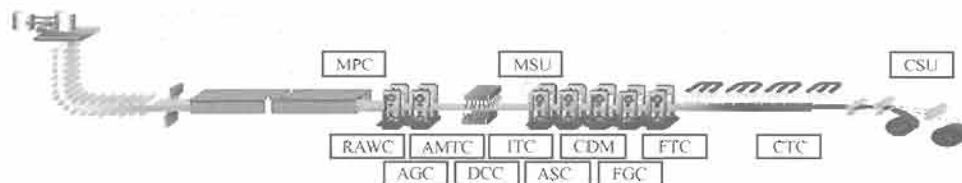


图 6.2-128 连铸连轧机生产线主要过程控制功能分配示意图

表 6.2-25 系统过程控制技术

项 目	过程控制技术
操作指导	轧机节奏控制 (MPC)
设定模型	轧机设定模型 (MSU)
	卷取机设定模型 (CSU)
尺寸控制	自动厚度控制 (AGC)
	粗轧机自动宽度控制 (RAWC)
	动态变规格控制 (FGC)
板型控制	自动板型控制 (ASC)
	动态凸度控制 (DCC)
温度控制	中间冷却控制 (ITC)
	精轧温度控制 (FTC)
	卷取温度控制 (CTC)
张力控制	CMD 活套张力控制 (CMD-LPC)
	自动微张力控制 (AMTC)

几个特殊控制功能:

1) 动态变规格控制。半无头轧制是超薄带钢生产线的特点之一,是在热带钢轧机上生产出更薄的带钢的一项工艺

网络管理协议 (SNMP),统一管理全部信息/控制网络,包括所有由不同供货商提供的设备。系统中轧机部分的控制,实时性要求高,信息量大,同时采用了信息和控制两个网络,信息网用于连接 3 台 MELPLAC2000、2 台过程控制计算机、HMI 服务器、数据采集服务器以及多台 HMI 和其他终端设备。控制网用于连接 3 台 MELPLAC2000、HMI 和数据采集服务器。两个网络的通信速率均为 100Mb/s。

MELPLAC2000 还具有通信速率为 10Mb/s 的互联网接口和各种现场设备网络接口,如 CC-LINK、PROFIBUS、MELSEC NET 以及到传动系统的接口。

(3) 人机接口 (HMI)。系统的人机接口采用三菱公司的操作站 OPS2000,为服务器/客户机结构。其图形用户接口 (GUI) 采用 iFIX。

(4) 过程优化控制级 (L2)。连铸连轧生产线过程优化级主要配置包括连铸过程控制计算机 1 台,均热炉过程控制计算机 1 台,轧机过程控制计算机 2 台 (1 台在线、1 台备用)、数据采集服务器 1 台以及其他的终端设备等。利用原始生产数据,L2 级主要完成:设定计算、参数设定、质量数据采集、跟踪、操作指导、数学模型计算等。

连铸连轧生产线的各过程控制计算机,还通过一互联网 (10Mb/s) 连接到上一级生产管理控制计算机 (L3) 及其他计算机系统。

(5) 主要的自动化控制技术。过程控制技术是保证设备运行和产品质量的最基本的技术,主要有带钢尺寸 (厚度、宽度) 控制、带钢板型 (凸度、平直度) 控制和带钢温度控制。此外,根据半无头轧制和铁素体轧制技术等高性能的要求,该系统还具有以下功能:动态变规格控制 (FGC)、中间冷却控制 (ITC)、系数图表法活套张力控制 (CMD-LPC)。所用的过程控制技术列于表 6.2-25。主要过程控制功能分配如图 6.2-128 所示。

技术。采用动态变规格控制 (FGC),热带钢轧机在一个半无头板坯轧制过程中,就可以连续改变产品的厚度。按照板坯上动态变规格点的跟踪信息,先后改变 FGC 点通过的各个机架的轧辊辊缝与轧制速度,以改变带钢的厚度和相应的金属材料的流量。对于板型控制,动态凸度控制 (DCC) 用来补偿轧辊热凸度的增大,这种增大是由半无头板坯长的轧制时间引起的。DCC 控制作用于弯辊和/或双交叉辊角,消除热效应的变化,保持总的轧辊凸度,以维持带钢的凸度和平直度不变。

2) 中间冷却控制。中间冷却控制系统安置在粗轧机和精轧机之间,用于铁素体轧制工艺。在粗轧机中,对板坯进行奥氏体的轧制之后,通过中间带钢冷却,轧件在精轧机中以较低的温度,实现铁素体轧制。中间冷却控制功能 (ITC) 控制精轧入口温度 (FET) 低于 Ar3 相变点。中间冷却控制装置各层流阀的初始开关状态,是设定控制功能利用水冷却模型计算确定的。动态控制则在轧件冷却期间,根据带钢速度和粗轧出口温度的变化,进行相应的调节。

3) CDM 活套张力控制。CDM 活套张力控制 (CDM-LPC) 由三菱公司开发, 把系数图表法 (CDM) 用于机架间活套和带钢张力系统的多变量控制。CDM 是一种代数控制的设计方法。其步骤, 首先确定闭环控制器的特征多项式和结构, 然后, 根据控制规范调整和决定参数。CDM 的好处之一是, 在实用限制的情况下, 能够得到最简单而又鲁棒性强的控制器。CDM-LPC 控制器如图 6.2-129 所示。CDM-LPC 具有特别好的精确控制带钢张力的性能。对于活套张力多变量控制系统来说, 确定合适的控制器参数, 也是实用而简单明了的。即便在进行动态变规格控制过程中, 通过 CDM-LPC 反馈补偿, 保持机架中金属材料流量的平衡, 从而达到轧机的稳定运行。

### 5.5.3 典型冷连轧计算机控制系统

系统由酸洗机组和连轧机组两大部分组成。

酸洗机组 入口段设备: 开卷机、夹送辊及矫直辊、焊机、张力辊、入口活套。

工艺段设备: 拉矫机、酸洗段、清洗段、带钢干燥器、张力辊。

出口段设备: 出口活套、切边机、张力辊、中间卷取机。

冷连轧机组: 开卷机 (酸洗段的中间卷取)、张力辊、夹送辊、导向辊、五个机架、出口夹送辊、飞剪、卷取机、运卷小车。

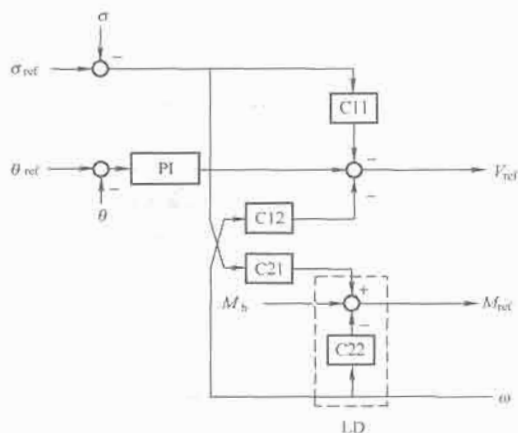


图 6.2-129 CDM 活套控制框图

$\sigma$ 、 $\sigma_{ref}$ —分别为张力、张力参考值;  $\theta$ 、 $\theta_{ref}$ —分别为角度、角度参考值;  $V_{ref}$ —速度参考值;  $M_b$ —基本力矩;  $M_{ref}$ —力矩参考值;  $\omega$ —角速度; I/D—活套传动

酸洗机组与冷连轧联机的轧制方式是无头轧制, 取消了穿带、加速等过程, 机组基本上以稳定的轧制速度运行, 提高了生产率、成材率和板带表面质量。连轧连轧生产线布置见图 6.2-130。

酸洗部分和控制系统配置见图 6.2-131 和图 6.2-132。

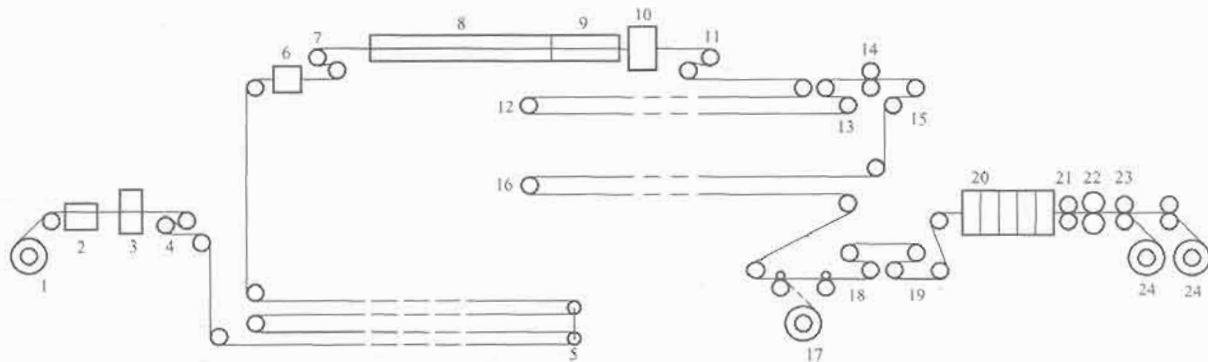


图 6.2-130 酸洗—连轧生产线设备布置图

1—开卷机; 2—夹送辊及矫直机; 3—焊机; 4—1号张力辊; 5—入口活套; 6—拉矫机; 7—2号张力辊; 8—酸洗段; 9—清洗段; 10—带钢干燥器; 11—3号张力辊; 12—出口活套; 13—4号张力辊; 14—切边机; 15—5号张力辊; 16—连接活套; 17—中间卷取机; 18—6号张力辊; 19—7号张力辊; 20—五机架冷连轧机组; 21—剪前夹送辊; 22—飞剪; 23—转向夹送辊; 24—卷取机

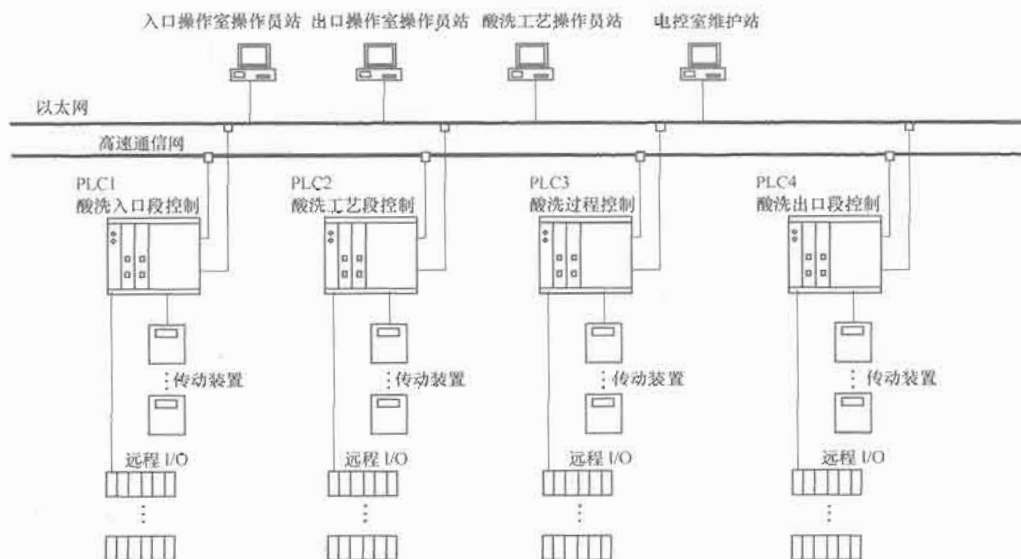


图 6.2-131 酸洗部分系统配置图

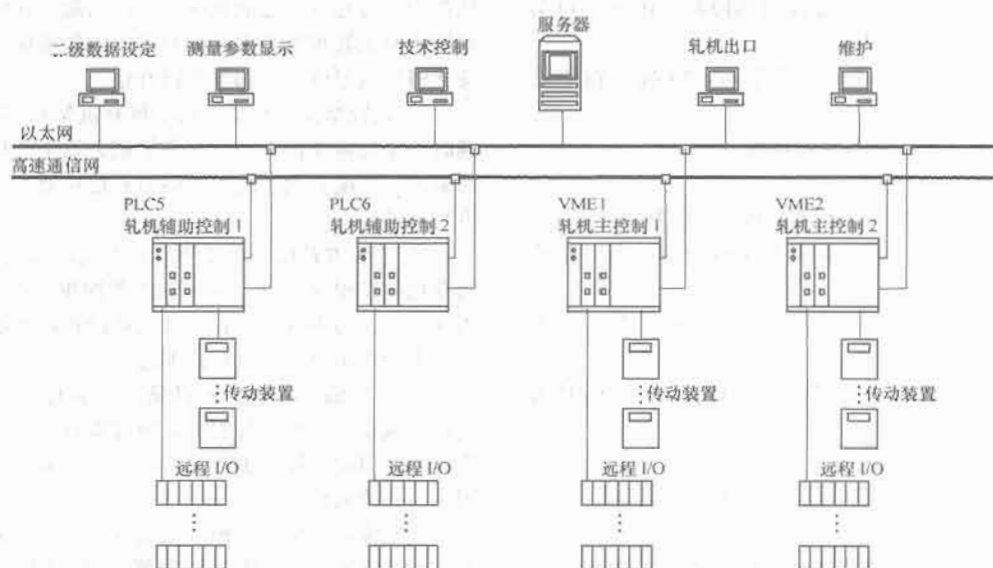


图 6.2-132 轧机部分系统配置图

## (1) 各站计算机功能

## 1) 酸洗客户工作站产品管理功能:

- ① 钢卷产品序列号确认。
- ② 钢卷产品序列号错误的修正。
- ③ 钢卷处理序号数据更新。
- ④ 钢卷处理序号数据修正。
- ⑤ 钢卷跟踪显示。
- ⑥ 事件和报警登录。

## 2) 酸洗客户工作站过程控制功能:

- ① 钢卷顺序控制。
- ② 钢卷处理序号数据有效性检查。
- ③ 预设置计算 (使用数学模型和数据表)。
- ④ 数学模型参数和数据表显示和更新。
- ⑤ 工作指令显示和更新。

## ⑥ 钢卷原始数据、工作指令和预设置传到一级自动控制系统。

## ⑦ 历史过程数据登录。

## 3) 酸洗客户工作站过程设置功能:

- ① 钢卷跟踪。
- ② 焊缝跟踪。

## 4) 轧机主台 PC 功能:

- ① 报告及诊断。
- ② 测量信号人机接口。

轧制过程中轧机总的操作状态的图形显示,使操作人员能得到轧机和系统信息;提供棒状图和实际值,用来显示动态参数:钢卷 ID、轧制力、轧制速度、轧辊位置、厚度、马达电流以及焊缝位置跟踪。

③ 工艺方面的控制,主要显示在轧机轧制过程中厚度控制 [厚度控制 (AGC)] 和张力控制 [张力控制 (ATC)] 功能的动态工作参数。

④ 轧机出侧测量信号人机接口,动态显示设备出口侧的动态状况和逻辑状态。

以上提及的主台上的 PC 还有其他的页面,操作人员可以进行切换、选择。根据不同的最终用户,PC 将包含不同的页面。

主画面包括厚度控制 (AGC)、张力控制 (ATC)、轧机、预置数据表、换辊、轧机零位、辅助系统、功率分配、

传动系统、运转条件、油膜、轧制模型、报警等。

5) 轧机出口台 PC 功能:出口卷取机控制,进行属于卷取段设备的操作和显示卷取的操作状态 (棒状图和实际值),成品的钢卷质量。

6) 轧机电气室 PC 功能:对传动系统进行维护。

电气工程师对传动系统进行监视,显示操作准状态、运行状态、传动参数的调整。

7) 计算机室 PC 功能:

① 服务器:用于一级控制器和 HMI PC 间数据交换。

两套服务器一用一备,可进行热切换。服务器用于管理一级控制器和 HMI PC 之间的数据交换。服务器 PC 可用作 HMI 页面的开发,修改和配置。

② L1 和 L2 开发和维护 PC:所有一级和二级安装的软件均可监视一级控制系统的状态和实时数据。两套 PC 具有相同的硬件配置,均可开发应用软件,在线监视器可显示 8 个过程变量。

③ 二级数据库 PC。两套数据库 PC 具有相同的配置 (一套工作,一套备用)。

应用了大容量硬盘, RDB 已安装在 PC 上,必要的轧制数据和已轧制的钢卷数据储存在数据库中。系统将提供 RW-CD 来存储长周期的数据。

④ 二级服务器 PC-数学模型,用于实施二级过程控制功能的数学模型计算。模型参数和计算结果存储在二级 PC 的数据库中。

## (2) 一级控制器功能

1) 用于酸洗的一级控制器主要功能:

① 逻辑控制:设备逻辑控制,系统诊断和报警逻辑。

② 卷跟踪。

③ 酸洗段的焊缝跟踪。

④ 活套和张力辊控制:控制活套的速度和位置,张力辊的张力。

⑤ 开卷控制:开卷所需的必要控制功能。

2) 轧机的一级 1 号控制器主要功能:

① 逻辑控制:本区域设备的逻辑控制,系统诊断和报警逻辑。

② 钢卷跟踪。

③ 轧线上的焊缝跟踪。

④ 主令速度：所有机架速度控制和协调，包括单机架速度，所有机架点动，快停和正常停。

⑤ 飞剪启动：焊缝通过每个机架时，将执行新的给定值。

3) 轧机的一级2号控制器主要功能：

① 液压装置控制（HGC）。

② 机架间张力自动控制（ATC）和厚度控制（AGC）。

③ 逻辑控制：相关区域的设备的逻辑顺序控制，系统诊断和报警逻辑。

④ 卷取控制：卷取张力，内部补偿，卷径计算，张力补偿，自动减速和带尾定位等。

⑤ 飞剪控制：计算起/停式飞剪的剪切长度，进行精确剪切。

(3) 酸洗部分控制功能

1) 活套控制包含活套位置控制，活套张力控制，断带检测和管理。

2) 张力辊控制：张力辊控制的主要目的从主令接收线速度和张力给定，并把这些值送到张力辊电动机。

3) 焊缝跟踪：焊缝跟踪的主要功能是根据焊缝的位置开始相应的控制动作。通过安装在酸洗线沿线的专门检测开关跟踪焊缝信号，焊缝信号耦合到轧机系统。

(4) 轧机部分厚度控制

1) 辊缝方式的反馈控制：钢带厚度由位于第一架输出侧的测厚仪测量，反馈控制器将测量值与参考输出厚度值进行比较，经控制器换算后，调节液压垫偏移值，即调整辊缝，消除厚度误差。

2) 辊缝方式的前馈控制：由位于第一架的入口侧的测厚仪对来料厚度进行测量，将厚度测量值与入口厚度参考值进行比较，经控制器运算后，将输出转换成液压垫位置偏移值，对来料厚度偏差进行修正。

3) 辊缝方式的质量流控制。质量流控制采用史密斯预报技术（Smith Predictor Technology）来实现。史密斯预报技术的基本原理是，估计钢带离开轧辊辊缝瞬间的出口钢带厚度，将出口钢带厚度估计值与出口钢带厚度参考值进行比较并将偏差输入控制器。在这种情况下，没必要等到轧制后的钢带从轧辊辊缝移动到出口测厚仪再将参考厚度与实际厚度进行第一次比较。根据质量流量方程进行的厚度估算具有很高的精确性。

进行厚度估算时，入口厚度一定被跟踪到轧辊辊缝。最精确的跟踪是，要考虑入口测厚仪的响应时间和钢带从入口测厚仪到轧辊辊缝的移动时间。速度信号是实时测量值，不需要跟踪。

根据下列质量流方程进行厚度估算

输入侧的质量=输出侧的质量

在冷轧情况下，钢带密度和钢带宽度在轧制过程中不会改变。质量流方程可简化成

入口厚度×入口速度=出口厚度×出口速度

质量流控制的优点是立即校正诸如拉伸、速度、钢带厚度和硬度等偏离以及轧辊偏心等带来的干扰。

4) 补偿功能。

① 厚度计补偿（用于所有机架）。入口来料厚度的变化或钢带硬度的变化会导致轧制力变化和轧机弹跳的改变。这些改变继而会导致出口钢带厚度的变化。厚度计补偿功能将检测轧制力的变化，并通过适当调整液压垫的位置来补偿该变化。

厚度计补偿功能所采用的反馈是变化的轧制力。变化的

轧制力只有超过一定的死区时，该功能才起作用。该死区主要用于避免轧辊偏心带来的冲击。因轧辊偏心带来的轧制力变化将导致厚度计向相反方向补偿。

② 轧辊摩擦力补偿（用于所有机架）。在轧机加速和减速时由于轧辊摩擦力的改变使轧制力发生变化。这些变化会影响出口厚度，通过轧辊摩擦力补偿功能对出口厚度的变化进行补偿。

③ 弯辊力补偿（用于所有带弯辊功能的机架）。弯辊力的变化改变辊缝位置，由于轧机弹跳继而改变轧辊轧制力。为保证轧制力不变，弯辊力补偿功能将调整辊缝偏移，保证出口钢带输出厚度在目标范围之内。

④ 轧辊偏心补偿。轧辊偏心会引起出口钢带厚度出现周期性偏差。在轧制过程中，通过检测过程参数，来检测轧辊偏心而引起的厚度偏差，并通过适当地调整辊缝来消除轧辊偏心所造成的影响。

轧辊偏心补偿是以模型为基础的。干扰来自于入口侧张力、入口厚度、任何辊缝控制器、出口侧张力和轧辊偏心，利用轧辊偏心补偿模型可清楚区分出周期性的干扰。能获得的测量数据越多，对轧辊偏心的测定就越精确而没有包括任何其他干扰，并且轧辊偏心补偿功能的工作就越精确。

如利用从入口测厚仪获得的厚度信息可消除任何因周期性输入的厚度误差而产生轧辊偏心补偿的干扰。每一转之后都要对测得的轧辊偏心进行更新并转换成合适的定位偏移值。利用接近开关来进行同步。

⑤ 油膜补偿。在轧制过程中，特别是在加、减速过程中，油膜型支撑辊的油膜变化，影响工作辊的辊缝，从而影响钢板厚度。油膜补偿通过开环的辊缝位置补偿，使辊缝保持恒定。

5) 速度方式的前馈控制。由位于2号机架入口侧的测厚仪进行钢板厚度测量，并从该测厚仪跟踪到2号机架的轧辊辊缝对厚度值进行跟踪，实际厚度的偏差输入到控制器。前馈控制器的综合输出被转换成第一机架的速度偏移值，通过调节1号机架的速度来校正2号机架的厚度偏差。

6) 速度方式的反馈控制。通过5号机架后的厚度测量值与目标值比较，速度方式反馈控制器产生的速度偏移给5号机架或4号与5号机架，通过调节机架的速度，消除钢板实际厚偏差。

速度方式的反馈控制作用于4号与5号机架。如果在5号机架调节范围有限，则4号机架也进行调节。

7) 监控器。当反馈控制器遇到其范围±30%的极限时，无论反馈控制器作用于第五机架或者反馈控制器作用于第四与第五机架，监控器将调节所有上述机架的速度。

(5) 轧机部分张力控制

1) 由辊缝进行张力控制。有两种方法控制机架间张力，第一种方法是通过调节上游机架速度，第二种方法是通过调节下游机架辊缝定位或轧制力。

通过下游辊缝来控制张力比通过速度控制张力更快、更精确并且对钢带厚度影响更小。

2) 由速度进行张力控制。通过控制辊缝控制张力是优先考虑的张力控制方法。万一某个机架变化很小，就不能通过辊缝来控制张力，因为会造成轧辊力度很低并使操作范围受到限制。这时，要改用速度来控制张力。

机架间张力值用张力计来测量，测得的张力值将与参考张力值进行比较，将偏差输入到张力控制器，将张力控制器的输出转换成速度偏移值，通过这个偏移值，调节上游机架的速度。



3) 张力监控器。机架间张力的控制通过由辊缝控制张力或通过由速度控制张力来实施。如果某个机架间张力控制器碰到操作范围 $\pm 40\%$ 的极限,那么张力监控器将调节所有上游和下游(考虑的机架间位置)速度并保持所有机架间张力控制器处于其最佳工作点上。

#### (6) 产品平直度控制

1) 平直度控制方法。平直度控制,采用板形仪反馈信号,作用于机架倾斜、弯曲和冷却,控制钢板的板型,以按照要求的参考曲线控制钢带形状。该功能在 L1 内分为两级:

① 基本功能和执行机构控制,倾斜偏移控制和弯辊位置控制。

② 平直度控制功能,根据板形仪测量信号,进行预设位置前馈控制和反馈控制。

2) 最小均方算法。最小均方算法是自动平直度控制系统的核心。该算法将平直度误差分成小的误差部分,由工作轧辊弯曲、倾斜等不同的机械执行机构进行消除,即要校正的平直度误差,可用几个机械执行机构来执行。在影响钢带平直度的方式上,每个执行机构都有自己的特点。最小均方算法的任务就是,结合不同执行机构,找出最佳方法,使产品有尽可能高的平直度,补偿平直度误差到可能的最佳程度。

平直度误差是在平直度参考曲线与测得的平直度分布之间的差异。平直度分布由位于轧机出口侧的板形仪以钢带应力分布的形式测量。

平直度误差送入最小均方算法中。最小均方算法的深一层输入是个别的影响功能,每个机械执行机构一个并且由控制系统模拟(在线或离线),以及机械执行机构目前的设定值。根据最小均方理论,该算法为机械执行机构计算出最佳设定值。不能被机械执行机构消除的剩余平直度误差,进一步到乳化液偏移分析。冷却机构是唯一能够在小区域对平直度起作用的执行机构。根据目前的平直度误差以及目前的冷却反馈,计算平直度控制功能含有:最小均方算法—张力前馈—乳化液恢复—平直度控制—偏移乳化液流量—形状测量值—目标形状—轧辊力度变化—轧辊力度系数—乳化液流量—乳化液/形状增益—偏移倾斜—偏移工作辊弯曲—倾斜作用—工作辊弯曲作用—偏移(工作辊弯曲偏移、工作辊弯曲作用)—乳化液流量分析—相关形状误差估算—预期形状误差估算—乳化液流量偏移分析—最小均方分析—冷却偏移。为了将任何平直度误差部分转换成要求的乳化液偏移,采用了由 TCM Level 1.5 系统模拟的一种功能。如果任何机械执行机构接近其机械操作范围的一个极限,并且其他机械执行机构不能将该执行机构带回到合适的工作点,冷却功能可支持该机械执行机构。

3) 轧制力前馈。轧制力的变化会影响平直度控制的机械机构,因此,有必要根据轧制力的变化重新调整平直度控制的机械执行机构。轧制力前馈控制功能完全组合在平直度控制系统中。轧制力变化对钢带平直度的影响被作为一个附加的平直度误差加到测量值上,然后由最小均方算法进行分析,选择最好的执行机构组合,消除平直度误差。

4) 乳化液喷洒。乳化液喷洒用于消除从乳化液模式过来的不能被机械执行机构接收的那些部分。冷却液喷洒产生一个增加到测量值上的平直度误差,然后由最小均方算法进行分析。能被任何机械执行机构接收的乳化液分配部分都被“过滤”出,增加的部分形成平直度误差后,作为机械执行机构增加的偏移,然后,从乳化液分配(某时段的轧制过程)减去被机械执行机构接收的乳化液分配部分。这样的结

果是乳化液模式变得平滑。这时,乳化液功能仅消除了剩余的平直度误差。该方法的主要优点是实现了乳化液在钢带宽度上几乎平滑地分配,有益于钢带表面。

#### (7) 轧机速度控制

1) 速度斜坡。通过由线性梯度功能产生速度参考值可获得平稳的加速度。如果电动机没有启动,报警显示器将警告操作员。

2) 速度参考处理。对与所有驱动器有关的速度参考值自动进行计算和执行。

3) 自动减速控制。影响线速度设定值的第二个功能是用用于开卷的自动减速控制。在开卷时,实际钢卷直径可通过钢卷长度测量值与卷辊转数进行计算。卷辊上剩余的实际钢带长度可利用钢带厚度与钢卷外径计算。该长度用作定位控制器的一个设定值,用于引导优化。

4) 心轴定位。该功能用于机架自动换辊,目的是保持电动机心轴处于正确的位置,以便进行快速换辊操作。

定位控制回路由数字控制器软件实现,用作定位传感器的脉冲发生器和速度控制回路中的速度反馈。而位于离正确的心轴位置已知距离的接近开关用来实现该功能。当接近开关动作时,通过心轴的旋转,启动定位控制回路。按照定位误差,控制回路通过一个抛物线功能产生一个速度参考值下降。

5) 数字定位控制。定位调整器是一个闭环调整功能,将反馈信号(代表实际位置)与参考信号(代表要求的位置)进行比较并产生一个位置误差信号,该信号用作驱动控制的输入。实际位置由连接驱动器的位置传感器(绝对编码器)测定。定位精度取决于机械驱动组态、驱动控制类型以及位置传感器的精度与分辨率。

6) 电源负荷调整。为了最大化轧制能力,对所有机架,自动控制系统将采用优化曲线来调整机架电动机负荷分配轧制能力。

(8) 卷取速度/张力控制。在线计算角速度和电流给定值主要功能有卷径计算、张力给定计算、转矩给定计算、角速度计算、轴芯磨损计算。

#### (9) 特殊传感器仪表

##### 1) 码盘。

码盘参数:

电源电压: 12~30V。

空载电流: 30~70mA。

脉冲数: 到 1200 脉冲/转。

温度范围: 0~70℃。

封装型式: IP66。

频率范围: 0~100kHz。

2) 张力计。张力计安装在轧机机架之间,用于钢带轧制过程中的张力测定。

技术指标:

精度高于公称负荷的 0.5。

过载能力高于 200%。

3) 测厚仪。测厚仪安装在轧机机架之间用于轧制过程中的钢带厚度测定。

技术指标:

类型: X 射线。

预期精度公称厚度的 0.1% (不小于 1 $\mu$ m)。

厚度范围: 0.2~6mm。

4) 测速仪。一般安装在轧机 1 号机架的入口和出口侧,它是一种非接触型速度测量装置。

比较常用的有激光测速仪和白光测速仪。现在比较好的测速仪性能指标:

激光多普勒原理的测速仪:

测速范围:  $1 \sim 12\,000 \text{ m/min}$ 。

测量精度:  $\pm 0.05\%$ 。

白光测速仪, 光源 LED (发光二极管):

测速范围:  $0.01 \sim 3000 \text{ m/min}$ 。

测量精度:  $\pm 0.05\%$ 。

5) 板形仪。板形仪分为接触式和非接触式。接触式板形仪是通过将测量辊分成若干个测量区段, 在每段内安装测量传感器, 通过测量带钢沿宽度方向上各段的径向力分布, 经过数学转化得到相应张力分布, 从而判断板形的形状。非接触式板形仪采用电涡流传感器, 这种板型仪不存在与带钢板面接触的磨损, 不需要标定装置, 测量结果不受带钢速度的影响。

## 第3章 在有色金属工业中的应用

### 1 铝电解工业的应用

随着铝消费结构的变化,铝的需求增长很快,目前我国铝电解工业得到迅速发展,系列电解槽电流最大达350kA,电压达1350V,产能最大达26万t以上。

铝电解生产需要消耗巨大的直流电能,其生产工艺属高温熔盐电解。对与其配套的变流设备的可靠性、直流供电电流的恒流质量都有很高的要求。

目前,有载调压变压器—整流变压器—饱和电抗器—二极管整流器组成的降压式二极管整流机组的技术及设备制造较为成熟,在铝电解行业广泛采用。直降整流变压器—晶闸管整流器组成的直降式晶闸管整流机组的应用远远跟不上快速发展的铝冶炼工业,晶闸管整流技术的高稳流特点没有得到充分应用。

#### 1.1 铝电解整流机组的基本类型

电解电源整流机组是指整流变压器和整流器的组合,目前常用的有两种方式:

(1) 降压式二极管整流机组。二极管整流机组的稳流过程是操作调压变压器有载分接开关实现粗调,调节饱和电抗器励磁电流实现细调。为了减少有载开关的动作次数,一般设计饱和电抗器细调电压为60V(相当于两个阳极效应电压),有较快的动态响应,其平均稳流精度可达1%~5%。

(2) 直降式晶闸管整流机组。该类机组将电网供电的高电压(110~220kV),经过整流变压器直降到与系列额定电压相应的晶闸管整流器所需的额定输入电压,在运行中由晶闸管三相桥式整流器根据给定电流自动调节输出直流电压[调压范围在(0~100%)额定电压],动态稳流精度可达0.1%。

#### 1.2 二极管整流机组

(1) 二极管整流机组的优点:

1) 二极管整流器结构简单、工作可靠、不怕干扰、维护简单、价格便宜。

2) 机组产生的谐波电流小、功率因数高,只需设置小容量的滤波器。

3) 在系列“零启动”时,可通过有载分接开关调到相应的低电压,随着槽子的增加,逐步提高电压,因而启动阶段无功冲击小、功率因数高。

4) 有载分接开关加饱和电抗器配合调压,稳流精度较高,可以满足电解工艺的要求。

(2) 二极管整流机组的缺点:

1) 整流效率低。因为由其两级变压器、一级饱和电抗器组成,与晶闸管机组相比,多了一级变压器和饱和电抗器的损耗。

2) 机组可靠性受制于有载分接开关。由于有载分接开关为有触点调压,接点的磨损,传动机构的故障随着运行时间的增加而增加,维护工作量大,影响其供电的可靠性。

3) 变压器投资高。带有载分接开关的调压变压器,结

构复杂,加上整流变压器、饱和电抗器,尤其是110kV以上的进口高压有载分接开关价格昂贵,其投资比晶闸管整流机组的单一整流变压器要贵得多。因此就机组而言,两种机组投资总价基本持平,在目前铜、铁价格上涨的情况下,晶闸管整流机组的投资可能更低。

4) 稳流精度较晶闸管整流机组低。有载分接开关的动作是机械操作,响应时间为秒级;饱和电抗器受电磁时间常数制约,动态响应时间达数百毫秒;而饱和电抗器的调压范围有限,过高则饱和电抗器投资增加、运行损耗增加,过低则不能补偿阳极效应的影响。所以其动态稳流精度与晶闸管整流机组是不能相比的,因而其电流效率要比晶闸管整流机组低1%~2%。

#### 1.3 晶闸管整流机组

(1) 晶闸管整流机组的优点:

1) 稳流精度高。由于晶闸管的调压过程是毫秒级的,无论是电网波动、阳极效应等一切扰动因素,其输出电流可以始终稳定在给定值上。其动态稳流精度可达0.1%,这是铝电解工艺所期望的理想供电,从而可以提高电流效率、增加产量、降低吨铝损耗,而且有利于实现智能控制。

2) 整流效率高,变压器投资低。整流机组仅有一台直降整流变压器,与二极管整流机组相比,少了一台变压器和饱和电抗器,减少了损耗,提高了整流效率,而且由于其结构简单,整流变压器的价格也低。

3) 高压断路器无载跳闸。在机组运行中,无论由于什么原因发生分闸或故障跳闸时,晶闸管整流器均可在几十毫秒内强迫直流电流迅速降到零,然后高压断路器实现无载跳闸,延长了高压断路器寿命,降低了维修工作量。

4) 可靠性高。晶闸管整流器的调压方式是无触点动作,而二极管整流机组的调压是通过有载分接开关的触点动作实现。理论上讲,晶闸管的寿命是无限的,实际运行中,十几年是已有事实。

5) 控制灵活,操作简单。每台晶闸管整流机组独立运行的,其电流可自由设定,其他机组的跳闸对其电流无影响。电流给定可以采用手动、遥控、计算机三种方式实现。

(2) 晶闸管整流机组的缺点:

1) 谐波电流大。需设滤波器,由于晶闸管采用移相控制,触发角 $\alpha$ 大,使其谐波电流增大、功率因数降低,尤其在系列电解槽数未达到额定值时,影响较大,为此必须设置高压滤波器以抑制其对电网的谐波“污染”,补偿功率因数。二极管整流机组虽然也有谐波,但其 $\alpha$ 角始终为 $0^\circ$ ,相对晶闸管机组其滤波器的投资也要少。

2) 电解系列“零启动”时性能差。对于新建电解系列,必然有个“零启动”过程。在启动时,电解槽数量少、电压低,因而晶闸管处于深控状态, $\alpha$ 角很大,此时功率因数很低、谐波电流很大,若按此工况设计滤波器的容量,则其投资很大,而在正常运行时,滤波器的容量又太大,经济性很差。为此可采用整流变压器加设无载倒段开关或有载分接开

关的措施来解决。由此有载分接开关仅在起动过程中动作,所以可采用国产器件,整流变压器的投资增加是不大的。

3) 电磁干扰影响大。晶闸管自动稳流控制系统采用脉冲移相控制,在高电压、大电流现场中,如设计、制造不当,易受干扰,引起故障。为此,要求生产厂家和现场布线有足够的抗干扰措施。

4) 要求维护人员技术水平高。相对于二极管整流机组,显然晶闸管整流机组的技术难度要高得多,因而要求有较高技术水平人员来维护是正常的。

#### 1.4 三相五柱整流变压器

三相五柱整流变压器是近期在双反星形整流电源中应用较多的一种整流变压器,原理图见图 6.3-1。

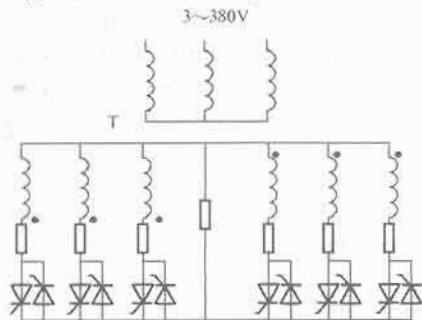


图 6.3-1 五柱整流变压器双反星形整流原理图

在典型的双反星形带平衡电抗器的整流电源中,整流变压器是常规的三相三柱变压器,二次侧为两个相位差  $180^\circ$  的 Y 绕组,在两个星形绕组的中性点之间串联平衡电抗器,利用其产生的感应电动势使两组三相零式整流电路中整流元件的导通角保持  $120^\circ$ ,以提高变压器和整流元件的使用效率。

五柱变压器是在常规的三柱变压器两侧各增加一个铁芯柱,由整流电路中的三次谐波电流所产生的谐波磁通通过此两柱,产生感应电动势维持两组整流桥的电动势平衡,取代了平衡电抗器,这样简化了电路结构和母排连接,所以在双反星形整流电源中得到广泛应用。

值得注意的是这种电路结构方式,感应电动势是由谐波电流通过磁通耦合产生的;而平衡电抗器方式是由输出直流电流的变化通过平衡电抗器产生平衡电动势  $L di/dt$ 。

在晶闸管整流电路中,由于采用相控技术,三次谐波的相位是不固定的,因而与原设计的工作机理有所不同,在单台电源运行时,如考虑了晶闸管相控技术影响后设计的五柱变压器仍可正常运行。但是在多台五柱变压器加双反星形整流器的电源直流侧并联供电时,不同的机理就有不同的结果。

在多台整流电源并联运行时,为了减少整流器对电网的谐波影响,各台整流变压器输出电压有不同的相移角,形成多脉波的直流输出。由于整流器的输入相电压相位不一样,必然在各整流器之间产生动态环流。这部分动态环流的加入,破坏了原设计的磁路环境,导致五柱变压器两侧柱铁芯饱和,不能产生足够的平衡电动势,使双反星形整流电路中的整流元件不能保持  $120^\circ$  导通,输出直流电流下降。当铁芯完全饱和时,导通角降为  $60^\circ$ ,双反星形电路变为六相零式整流电路,因而五柱变压器不能用于多台双反星形晶闸管整流电源并联运行。五柱变压器与二极管整流器和晶闸管整流器配套时有不同的工况:

(1) 多台双反星形二极管整流电源并联供电。由于二极

管整流器中二极管的换相角  $\alpha$  始终为  $0^\circ$ ,各机组之间的动态环流是一个相位固定的分量,它也会增加各台五柱变压器中两侧柱铁芯的饱和度,使之不能产生足够的平衡电动势,减小了二极管的导通角,但是导通角的变化是恒定的,电源仍可稳定运行,合理的设计仍可保持  $120^\circ$  的导通角。所以在多台并联低压大电流系统中仍可采用五柱变压器加双反星二极管整流器供电方式。

(2) 多台晶闸管稳流的整流电源并联供电。由于晶闸管整流电源是一个电流闭环自动稳流系统,如前所述,稳流控制是通过晶闸管的相控方式实现的,其触发角  $\alpha$  是  $0 \sim 90^\circ$  的变化量,在不同  $\alpha$  时环流的相位是不同的,因而对两侧柱磁通的饱和影响极不稳定,所产生的平衡电动势也难以均衡两组运行状态,使晶闸管导通角在  $120^\circ \sim 60^\circ$  之间跳动变化,输出电流不能稳定,将出现以下问题:

1) 导通角的减小导致输出的直流电流减小。因为电流反馈值  $U_F$  是整流变压器中电流互感器输出电流  $I_C$  整流后的电压值,而  $I_C$  与直流输出电流  $I_D$  的变流系数是晶闸管导通角的函数:导通角为  $120^\circ$  时,  $U_F \propto I_d$ ;导通角为  $60^\circ$  时,  $U_F \propto 1.414 I_d$ 。对应同样的  $I_D$ ,导通角的减小导致电流反馈值的增加。因而在晶闸管稳流系统中,由于导通角减小,系统输出的直流电流小于给定值。

2) 输出的直流电流振荡。在电源的电流给定值恒定的情况下,若触发角为  $\alpha_1$ ,导通角为  $120^\circ$ ,输出电流应达到给定的电流值,系统可稳定运行。但是由于上述环流的原因,两侧柱铁芯发生饱和,不能产生足够的平衡电动势,使晶闸管的导通角小于  $120^\circ$ ,则相应的电压反馈  $U_F$  立刻增大,电压反馈大于给定值,自动稳流系统误认为输出电流大于给定电流,将  $\alpha$  角由  $\alpha_1$  后移至  $\alpha_2$ ,使输出电压减小,企图稳流;但在  $\alpha_2$  时,由于电流减小,导通角又立刻增加,使电压反馈值小于给定值,自动稳流系统又误认为输出电流小于给定电流,将  $\alpha$  角由  $\alpha_2$  前移至  $\alpha_1$ ,使输出电压增加。如此恶性循环,电流发生剧烈振荡。由于晶闸管稳流系统只能控制触发角,不能控制导通角,所以系统电流无法稳定。

用示波器观察晶闸管的电压波形,可见其导通角的大小几乎每个周期都在不停地改变,证明此时五柱变压器已无法提供足够的平衡电动势,系统不能正常运行,母排剧烈抖动,变压器也发出巨大的噪声。

3) 在输出同样直流电流时,整流元件导通角的减小将导致元件负荷的增加,降低了元件的电流余量。

发生上述问题的根本原因是五柱变压器产生平衡电动势的机理是依靠柱内谐波磁通,而多台并联时的动态环流破坏了其磁通的分布,使其不能产生足够的平衡电动势。在 2003 年阿尔斯通国际年会上,就此问题进行了专题讨论,认为这是由于附加两柱的铁芯饱和所致,可采用在附加柱铁芯上增设气隙的措施予以解决,这需要国内变压器行业的专家作进一步研究,作为整流器本体是无法解决的。

在国内也曾有两例采用五柱变压器加晶闸管整流器多台并联配置的系统,均不能正常工作,最终还是重新配置平衡电抗器得到初步解决。由于施工困难这种解决方法既未拆除五柱变压器的两个附加柱,也未在两附加柱上增加气隙,只是可以维持运行,在运行中发现由于两柱的存在,在大负荷运行时,变压器输出电压的正负半波出现宽度不对称状态。

综上所述,对于此类低压大电流整流电源,在要求多台电源并联供电系统中,目前在设计时应避免采用双反星形晶闸管整流器加五柱变压器的配置方案。



### 1.5 同相逆并联整流技术

几十千安的大电流整流器在换相时将产生巨大的交变磁通,造成变压器二次侧电抗增加、支路电抗不平衡、涡流损耗增大,致使功率因数、整流效率、均流系数降低,振动、噪声十分强烈。因而目前在单台整流电源的电流大于12kA时,均要采用同相逆并联整流技术。

同相逆并联整流技术是在一个整流装置上配置两组输入电压相位差 $180^\circ$ 的整流电路。同相逆并联三相桥式整流线路原理图见图6.3-2。在结构上将两组同一相但极性相反的交流母排紧邻布置(即同相逆并联),这样同一相相邻的交流母排及整流桥臂在同一瞬间流过大小相同、方向相反的电流,它们所产生的交变磁通相互抵消,从而降低引线电抗、涡流损耗、结构损耗、发热及机械振动和噪声。提高了功率因数、整流效率和均流系数。在实际应用中,噪声可降低10dB。

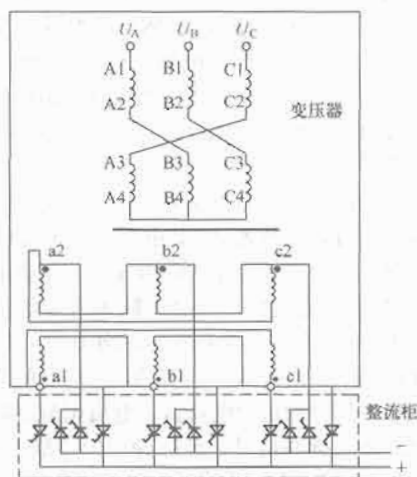


图 6.3-2 同相逆并联三相桥式整流线路原理图

采用同相逆并联整流技术将使装置控制难度增加,结构复杂。它要求两组相位相反的交流母排之间的间距十分小,在10~50mm内。在高压整流电源中,母排及元件之间的绝缘强度必须足够,否则极易损坏元件,增加了设计和制造的难度,但是其技术、经济指标的优越性促使它在电解整流电源中得到广泛应用。通常要求直流电压 $\leq 500\text{V}$ 、直流电流 $>25\,000\text{A}$ 的双反星形带平衡电抗器整流电源和直流电压 $\geq 315\text{V}$ 、直流电流 $>12\,500\text{A}$ 的三相桥式整流电源应采用同相逆并联整流技术为好。

### 1.6 整流器的散热和结构方式

(1) 整流器的散热。整流器的散热方式有三种:水冷、风冷、油冷。铝电解整流器一般采用水冷方式散热,在整流变压器与整流器一体化的中、小电解电源装置中可使用油冷方式散热,在几百千伏安小容量电解电源中可采用风冷方式散热。

1) 水冷方式。整流装置容量达几兆伏安以上时,宜采用水冷方式。每台整流电源需配置去离子的高纯水冷却装置,整流器件水冷散热器和水冷交、直流母排均通以高纯度去离子水(通常称为主水),吸收整流器件和母排的热量,以保证水路的绝缘电阻,避免腐蚀水冷器件或结垢堵塞水路管道。

水冷却装置由热交换器、离子交换器、泵组、高位膨胀水箱、管道和电控装置等部件组成。水—水热交换器为波纹平板式,其一侧流通主水,另一侧流通副水,可以将

来自整流器主水的热量以间接传热方式传递给副水,副水输出到外部水冷却塔降温,主水和副水均可循环使用,副水也可以不循环使用。主水冷却系统及管路应采用不锈钢材料或PVC管制成,其电气控制系统具有双机切换,水温、水压、水质、水位及流量等数值显示和相应的故障报警系统。

整流器件的水冷散热器宜采用并联供水方式,每个整流器件与主水进出水汇流管直接连接,这种方式较多个整流器件串联供水方式冷却效果好,但水路复杂。

2) 风冷方式。中小容量整流装置宜采用强迫风冷方式,整流器件的风冷散热器有铝型材散热器和热管散热器两种型式,后者的热阻较小、体积较大、价格高,可提高元件的负荷量。根据单柜输出电流容量,在整流柜柜顶配置不同流量的轴流式风机。

(2) 整流器的结构方式。

1) 户内支撑式。通常为上进下出方式,交流进线母排在整流器的上部,直流输出母排在下部,由两根大截面的直流输出母排作为支撑件基础,结构稳定性好、振动小。进口的ABB、FUJI大电流整流设备均采用交流上进线,直流下出线方式。其缺点是:由于电解铝厂内整流器室到电解车间的直流汇流排多采用架空方式,因而增加了整流器的直流输出母排与直流汇流排连接母排的长度,增加损耗。此结构的特点是无柜壳,调试、测量、巡视、维护、检修较方便,尤其适用于需进行较细致调试工作的晶闸管整流器。

与柜式结构相比,其不足之处是防尘及防护上差一些。对此应在整流室设计时采取整流柜旁加防护栏,提高整流器室密封性,加进风过滤等措施予以解决。国内有不少铝厂使用的晶闸管整流器均采用这种结构,运行人员定期清洁,在实际使用中未发现什么困难,运行人员反映良好。如果电解大环境好的话,其影响就更小了。

2) 柜式结构。柜式结构的大电流整流装置由型钢焊接构成柜体。为了避免闭合钢结构体中由于涡流、磁滞而产生的发热损耗,在每个闭合钢结构体中均应嵌焊一段不锈钢型材,以切断涡流回路;内部支撑件采用高强度绝缘型材。柜式结构多为下进上出方式,其优点是整流器的直流输出母排与直流汇流排的连接母排短;二极管整流器采用这种方式更为合理,因为饱和电抗器的出线在下部,这样可缩短饱和电抗器和二极管整流器的交流进线母排长度。柜式结构强度高,噪声低,防尘及防护好,但调试、测量、巡视、维护、检修不方便。

### 1.7 整流机组的稳流控制系统

铝电解为一级负荷,检修和一般故障情况下不得降低电解系列电流。电解铝生产系列,由于电解槽的阳极效应,电网电压波动等原因,使系列电流波动较大。系列电流的波动还会引起电解槽内阴极金属液面摆动幅度加大,使得槽平均电压增加。要保证电解槽正常工作,必须有高可靠、高稳流精度的整流机组。

(1) 二极管稳流系统。二极管稳流系统是通过变压器的有载分接开关粗调、饱和电抗器细调进行稳流控制的。当出现一个或两个阳极效应时,系列电流减小,控制绕组的励磁电流增加,控制饱和电抗器的饱和深度,使其电抗值减小,电压降减少,整流器的输入交流电压增加,相应直流输出电压增加,系列电流增加,从而实现稳流。由于饱和电抗器的电磁时间常数较大,所以其动态响应时间约为几百毫秒,且可调电压有限。若阳极效应扰动过多,超出饱和电抗器的调



的晶闸管,使整流柜 U1 实现恒流工作。

### 1.8 多相整流和电力电子元件的均流技术

(1) 多相整流。由于整流机组为非正弦用电设备,当其运行时将产生大量谐波,导致供电电网的电压、电流波形畸变。抑制谐波的有效方法之一是增加系列整流器输出的等效脉冲数。我国目前大型电解铝厂,单机组大都为十二脉波输出,各整流机组的变压器输出设有不同的移相角,当 4 台整流装置并联运行时,输出直流电压脉波数为 48,当 6 台整流装置同时并联运行时,输出直流电压脉波数为 72。

1) 相移角  $\theta$ 。N 台整流变压器并联时,各台变压器输出电压之间的相位差角度  $\theta$  计算式为

$$\theta = 60^\circ / N \quad (6.3-1)$$

式中: N 为变压器并联数。

例如,两台并联时为  $30^\circ$ ,三台并联时为  $20^\circ$ ,四台并联时为  $15^\circ$ ……

2) 输出脉波数。N 台变压器并联时,若变压器二次侧为一个绕组,采用三相桥式整流电路,并联后的输出直流电流脉波数为 6N;若变压器二次侧为二个 Y/△ 绕组,则并联后输出直流电流脉波数为 12N。

3) 电网高次谐波分量。M 台变压器并联时,若变压器二次侧为一个绕组,采用三相桥式整流电路,并联后的电网中含有  $6MN \pm 1$  次谐波分量, N 为正整数 (1、2、3、…)。例如:单台运行时有 5、7、11、13、17、19、23、25、…次谐波;2 台并联时有 11、13、23、25、…次谐波。

若变压器二次侧为二个 Y/△ 绕组,则电网中含有  $12MN \pm 1$  次谐波。例如:单台变压器运行时有 11、13、23、25、…次谐波;2 台变压器并联时有 23、25、47、49、…次谐波。

增加整流机组的等效脉冲数,可以抵消部分高次谐波,但由于实际运行时各整流机组间负载回路的参数不平衡,或一个整流机组暂时退出运行,都会出现较大的高次和偶次谐波,导致供电系统母线上的电压畸变率超过允许值,故需在交流电网设置高压谐波滤波器来抑制谐波。

4) 同步电源的移相变压器。晶闸管整流电源控制技术中的一个重要环节是同步电压,它是保证精确移相控制的基础。由于大电流整流器输入交流电压波形在运行时有很大的畸变,所以不能作为同步电压使用。大电流整流器多为高压电网供电,同步电压不可能直接从高压电网上取得,而是由高压电网电压互感器 TV 的二次侧绕组取得,但是在多台并联时,各台整流器的输入电压有不同的相位,所以由高压电网电压互感器 TV 取得的同步电压,在输入到每台晶闸管整流器控制系统时必须经过一个移相变压器,使输入控制系统的同步电压与晶闸管整流器交流输入电压的相位匹配一致。图 6.3-7 为移相变压器原理图。

以 A 相铁心为例,线圈 A1、A2 流过 A 相电流,线圈 A3、A4 流过 C 相电流,如此构成曲折接法。A 相铁芯磁通,由 A 相电流与 C 相电流合成产生,在其二次侧感应出电压  $U_a$ ,电压  $U_a$  与输入电压

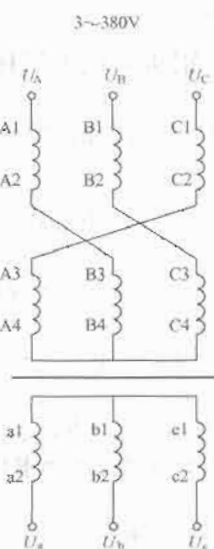


图 6.3-7 移相变压器原理图

$U_A$  之间有一相位差角,称为移相角  $\theta$ 。改变 A1、A2 和 A3、A4 的匝数比,可获得不同的移相角。

(2) 电力电子元件的均流技术。由于单机组电解铝整流机组输出电流大,每个整流桥臂由多个器件并联组成,故桥臂均流系数是大电流整流装置的重要指标。均流系数低,会导致某个整流器件温升过高,甚至烧损器件,迫使整流机组停运。一般采用如下措施提高均流系数:

- 1) 选择通态压降相近的整流器件安装在同一桥臂上。
- 2) 保证安装快速熔断器及整流器件的母排各接触面光滑、平整、清洁。
- 3) 保证安装快速熔断器及整流器件的安装压力,减小接触电阻的差值。
- 4) 根据快速熔断器及整流器件在并联支路中的安装位置,调整其连接铜排的长度和截面积。
- 5) 并联支路晶闸管的脉冲变压器一次侧串联,以确保并联元件同时开通。
- 6) 采用同相逆并联技术,减少空间磁场,使支路引线电感接近为零,减少各支路的分布阻抗差值。

### 1.9 整流机组的运行监控和故障保护

(1) 整流机组的运行监控。整流机组的运行监控是由综合自动化系统完成的。综合自动化系统是综合应用自动化技术、微机及网络通信技术,采用单元模块结构,以监控装置为核心,分散安装或集中组屏方式,集数据采集、测量、监控、保护、运行操作管理、信息远传为一体的特殊计算机网络系统,具有功能综合、操作监控屏幕化、运行管理智能化的特征,可以实现数据和信息资源共享,为供电系统的安全经济运行提供可靠保证。综合自动化系统采集整流机组控制系统所需的各种数据,监视现场隔离开关、断路器、整流机组及水冷系统的运行状态,使整流机组处在最佳工作状态,实现画面显示、报表定时打印,重要参数的曲线跟踪及历史趋势,功率最大需量控制,整流机组总电流、总电压及进线总功率的 PID 自动调节,整流机组出现逆电流和过电流时自动保护,主直流回路开路自动跳闸等保护。该系统还可对整流机组的断路器进行合闸、分闸操作及对整个控制系统的控制参数进行修正等。

(2) 整流机组的故障保护。每套整流机组均配有信号保护装置。信号保护装置的 PLC 根据系统的保护和工艺要求完成各种信号的采集、处理;实现机组系统的投、切操作,故障信号的记忆、报警。其信号可送到主控室上位机实现监控、联网、打印;部分输出信号通过中间继电器输出。故障保护系统具有如下功能:

- 1) 电流保护。通常在晶闸管稳流系统中设有完善的过电流保护措施。① 轻度过电流。输出电流达 112% 额定电流时,延时几秒钟报警。② 中度过电流。输出电流达 125% 额定电流时,系统发出晶闸管触发脉冲推  $\beta$  和高压断路器跳闸信号,使输出电流在高压断路器跳闸前降到零,高压断路器实现无载跳闸。③ 重度过电流。如在高压断路器跳闸前,电流超过 130% 额定电流时,控制系统内部直接将晶闸管触发脉冲推  $\beta$ ,在几十毫秒内强迫整流器输出电流降到零。④ 快速熔断器保护。若在高压断路器跳闸前,系统仍不能降低故障电流,则由与每个晶闸管串联的快速熔断器切断故障电流,并保护晶闸管不损坏;但要求快速熔断器的  $I^2t$  不大于 0.9 晶闸管的  $I^2t$ ,且有足够大的断流容量。⑤ 某个桥臂上并联的快速熔断器一个熔断时,系统自动按规定比例降低输出电流负荷;同一桥臂上并联的快速熔断器两个熔断时,系



统自动将触发脉冲推 $\beta$ ，使输出电流迅速降到零，并发出跳闸信号。

2) 断路器无载跳闸。在机组运行中，无论由于什么原因发生分闸或跳闸故障时，晶闸管整流器均在几十毫秒内强迫直流电流降到零，然后断路器实现无载跳闸，延长了断路器寿命，降低了维修工作量。

3) 变压器的保护措施。

跳闸信号：交流电流过载、浪涌过压、浪涌电流瞬断、浪涌电流过电流、三相不平衡、压力释放阀释放、重瓦斯。

报警信号：变压器高温、轻瓦斯、高油位、低油位、备用冷却器自投、冷却器油泵过载、冷却器风机过载、冷却器油泵流量失常。

4) 水冷系统的保护措施。

跳闸信号：主水（去离子水）水温高、主水低水位、主水低流量、主水高电导、主水失电压。

报警信号：主付水水温高、主水低水位、主水低流量、付水失压。

5) 逆流保护。一旦有一台整流器发生桥臂直通故障，系列电流将逆向流入整流器，此时逆流保护启动，将全系列所有整流机组跳闸，防止其他机组电流反向倒流到该故障机组。

## 1.10 工业应用

为某公司 30 万 t 镀锌线生产线电解脱脂电源设计的  $\pm 7.5\text{kA}/\pm 50\text{V}$  晶闸管整流电源。

(1) 技术指标。

整流变压器：输入电压：380V，50Hz，3 相。

接法：Yyy，双反星带平衡电抗器整流变压器。

晶闸管整流器：双反星整流线路。

全数字晶闸管稳流控制。

稳流精度：1%。

输出电压：0~ $\pm 50\text{V DC}$ 。

输出电流：0~ $\pm 7.5\text{kA DC}$ 。

PLC 实现电流、电压的定时自动切换极性：5~30min（根据工艺设定）。

(2) 根据电解脱脂工艺，方案如下：

电解脱脂电源由于整流电压为 0~50V 的电压等级，电压较低，故整流电源由双反星形带平衡电抗器的整流变压器和晶闸管双反星形整流器组成，这样可减少晶闸管元件的损耗，整流装置的效率高。

主回路采用晶闸管反并联，实现直流输出极性的变化，其主回路电路图见图 6.3-8。

这种方式为 12 个晶闸管，控制方便、工作可靠、实现无触点切换，直流输出接线简单。目前普遍采用这种方式实

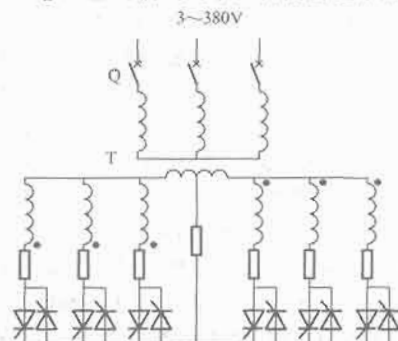


图 6.3-8 主回路电路

Q—进线开关；T—整流变压器

现直流输出的极性变化。

(3) 自动稳流控制系统。控制系统采用全数字自动控制装置，系统单线图见图 6.3-9。控制系统具有运行可靠、稳流性能好、参数调整方便、数字显示等特点，有完善的保护功能和故障记录功能，可详细地记录故障发生的时间及故障原因，电流给定可手动/自动切换实现。PLC 实现电流、电压的定时自动切换极性，以满足电解脱脂工艺的要求。提供 Profibus 接口，接收来自远程的起/停、正向/反向、电流给定信号，并向远程提供整流器运行、综合故障信息、电流实际值信号。

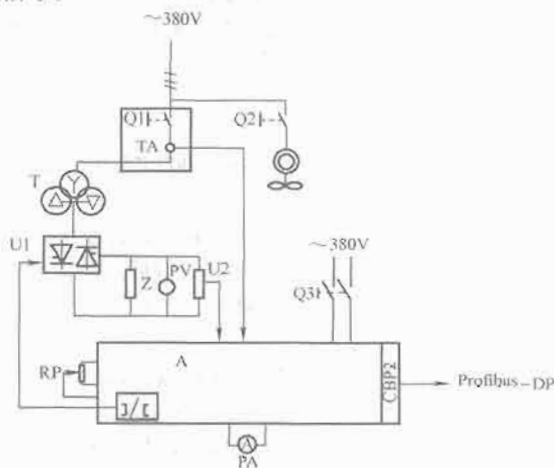


图 6.3-9 控制系统单线图

T—整流变压器；U1—整流柜；A—稳流控制柜

(4) 设备配置。为了实现钢板两面脱脂的要求，本脱脂系统配置两套脱脂整流电源。每套配置一台整流变压器、一台稳流控制柜、一台晶闸管整流柜、一台进线柜。

(5) 保护配置。

1) 进线自动开关 Q1 具有过流保护功能。

2) 交流进线浪涌、缺相、失相、欠压、过压、欠频、过频保护功能。

3) 换相 R-C 保护功能。

4) 直流总电流过流报警、跳闸、自动推 $\beta$ 。

5) 每个支路配有快速熔断器保护，熔断时自动封锁电流并指示。

6) 全数字直流控制系统备有完善的保护及故障记录功能。

## 2 铝板轧机电气传动系统

### 2.1 铝轧机生产设备的组成

某铝业公司铝带热连轧生产线是国内第一条自主设计完成的“1+4”热连轧生产线，可轧材料为铝及铝合金，锭坯宽度 1100~1650mm，锭坯最大厚度 630mm，产品厚度 4~8mm，带卷最大质量 10t。目前该生产线可年产 20 万 t 铝卷。

“1+4”热连轧生产线是铝加工领域先进的生产技术，其主要轧制设备包括一台热粗轧机和 4 架热精轧机。图 6.3-10 是该生产线的主要设备布置图。

#### 2.1.1 粗轧机技术参数

入口厚度：650mm。

轧制速度：4m/s。

支承辊直径：1350mm。

工作辊直径：850mm。



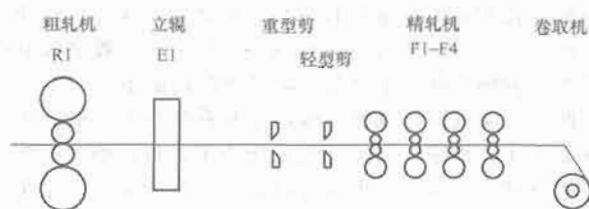


图 6.3-10 “1+4”热连轧生产线主要设备布置

变速箱速比: 3.73。

电动机: AC 5700kW、1650V、180/400r/min。

### 2.1.2 粗轧立辊技术参数

立辊直径:  $\phi 810\text{mm}$ 。

立辊速度: 4m/s。

速比: 10.59。

电动机: DC 450kW、440V、500/1000r/min。

### 2.1.3 重型剪的技术参数

最大剪切力: 7500kN。

被剪板带最大厚度: 100mm。

被剪板带最大宽度: 1800mm。

### 2.1.4 轻型剪的技术参数

最大剪切力: 3000kN。

被剪板带最大厚度: 40mm。

被剪板带最大宽度: 1800mm。

### 2.1.5 四机架精轧机架技术参数见表 6.3-1

表 6.3-1 四机架精轧机架技术参数

轧机参数	F1	F2	F3	F4
电动机	DC 2×1200kW、660V、450~1200r/min			
速比	35.76	11.64	8.1	5.5

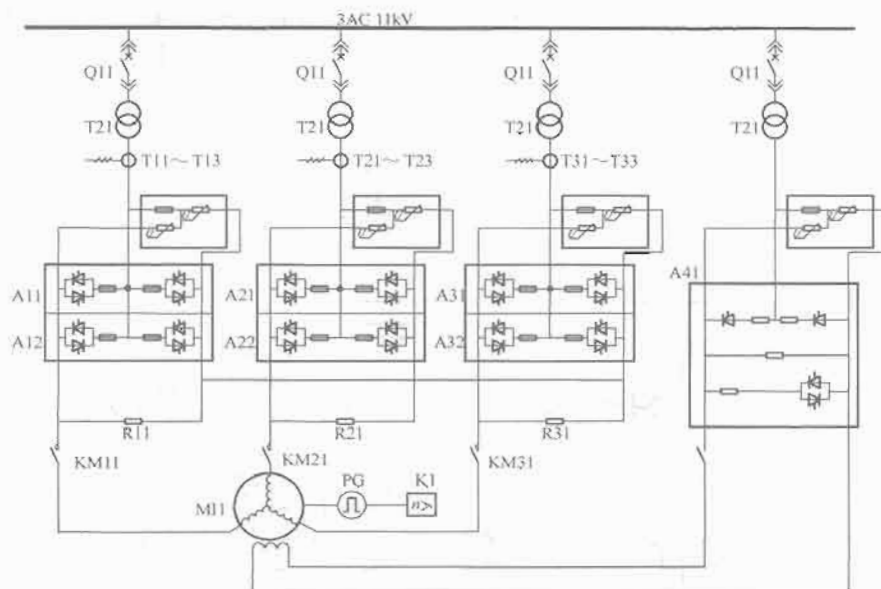


图 6.3-11 粗轧传动系统主回路单线图

励磁变压器用1台430kVA整流变压器，接法为Yd-5，二次电压600V，油浸式。励磁主回路高压开关接到励磁变压器。励磁变压器副边接到励磁柜三相全控整流桥，整流桥输出直接接到电动机励磁绕组。励磁柜内配置相应的励磁电压、电流检测和专用快速过压保护器等。

控制系统采用西门子公司的专用于大功率交—交变频

续表

轧机参数	F1	F2	F3	F4
速度	0.914m/s	2.9m/s	4.15m/s	6m/s
压下量	50%	50%	50%	50%
轧制力	2000t	2000t	2000t	
支承辊	$\phi 1350\text{mm}$			
工作辊	$\phi 535\text{mm}$			
入口厚度	30mm			
出口厚度				4.0~8.0mm

### 2.1.6 卷取机技术参数

电动机: DC 400kW、440V、320~1200r/min。

速比: 5.0。

速度: 6.6m/s。

卷筒:  $\phi 630$ 。

最大卷径: 2.2m。

带宽: 1650mm。

## 2.2 粗轧机可逆主传动系统

粗轧机电动机为同步机，传动系统设计为交—交变频调速。图 6.3-11 为该系主回路单线图。定子主回路用3台4000kVA整流变压器，二次线电压有效值1130V，接法为Yd5， $e_k\% = 7\%$ ，油浸式。主回路进线经高压开关接到主整流变压器，整流变压器二次侧分别接至3套晶闸管变流装置。每套晶闸管变流装置由2台三相桥式可逆晶闸管变流柜并联组成，采用交—交变频专用标准晶闸管变流柜，晶闸管元件采用4kV、 $\phi 77\text{mm}$ 直接反并联组件热管散热器和强迫风冷冷却方式。3套变流装置的正输出母线经3台主接触器接至同步电动机三相定子绕组，负输出母线短接在一起，构成三相变流器。主接触器采用直流接触器，仅作为同步电动机停止状态下的无载隔离开关。

调速装置的全数字矢量控制产品。

其中速度调节部分由一个处理器完成，磁通电压调节部分、电流模型、电压模型、前馈电压计算、直流电流调节以及矢量变换等功能由一个处理器完成，三相交流电流调节是用一个专用处理器来实现的。该系统还配有一块通信模板，可以实现与自动化系统的L2-DP网相连，与调试

维护计算机和本地操作面板连接。

### 2.3 精轧连轧机主传动系统

精轧机每个机架的两台电动机同轴连接，每台电动机由两套控制系统来完成，一套为可逆系统，一套为不可逆系统。图 6.3-12 为精轧主传动控制系统单线图。

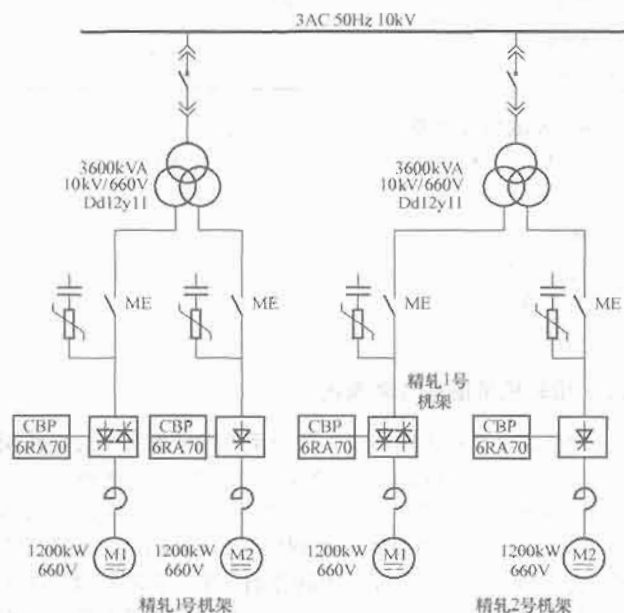


图 6.3-12 精轧主传动控制系统单线图

精轧传动控制系统的控制部分采用西门子公司 DC MASTER DRIVE 6RA70 全数字控制装置，功率部分采用大功率热管整流柜。该系统控制可靠、出力大，又可为用户减少投资。利用控制装置本身的简易操作面板即可以进行调试和故障查询。系统中带有电枢电流和速度的双闭环控制和自动弱磁控制，针对其控制对象可以进行电枢电流、励磁电流调节器、速度调节器自动优化运行和电动机磁化曲线的自动测试。采用数字给定和数字反馈系统可以

获得最佳化的系统性能指标，稳态精度可达 0.1%，速度响应时间为 100ms。图 6.3-13 是采用 6RA70 数字控制系统组成的同轴串联双电动机传动系统控制框图。

两台电动机同轴机械连接，控制系统各有一套，但为了保证同步，设定一台电动机系统为主，负责整个系统的速度控制和主电动机的电流控制；另一台为从，从系统不做速度闭环调节，其力矩电流给定来自主系统。主从系统之间采用装置对装置的通信方式连接。主从系统均通过 CPB 通信板与自动化系统相连，可以分别将各系统的实时数据反馈给系统，便于系统运行状态的监控和故障诊断。

为保证产品的精度，1 号~4 号机架之间，设有张力计，分别检测 1 号~2 号机架之间；2 号~3 号机架之间；3 号~4 号机架之间的张力信号。精轧机架之间采用直接张力闭环控制。连轧四个机架以 3 号机架为速度基准机架，当机架之间由于速度不匹配或压下量的大小等因素造成机架之间的铝带表面张力偏离设定张力时，张力调节器输出调节信号，分别调整上游和下游机架的速度，以达到机架间的恒张力轧制。各机架的速度给定值和张力调节量均通过 DP 网传递到各机架的主系统。

### 2.4 生产过程自动化和计算机控制

自动化控制系统分三级网络控制，图 6.3-14 为自动化控制系统网络图。传动级为西门子公司全数字控制系统，基础自动化三级采用西门子公司 S7 系列可编程序控制器，上位控制级采用工业控制微机。上位机装有 FIX 组态软件和 S7-400 PLC 构成以太网。基础自动化级又分成粗轧控制区、精轧控制区和辅助传动设备控制三个区，分别由三套 PLC 系统控制。由可编程序控制器和粗轧机传动系统、辅助传动系统、精轧机、卷取机等辅助传动系统构成，实现其间的通信，轧线操作台、机旁操作箱、检测设备也都通过 L2-DP 网连接到各区 PLC 上，实现全线设备的自动化控制和管理，这样既可以减少电缆敷设的工作量又可以大大提高系统的可靠性。

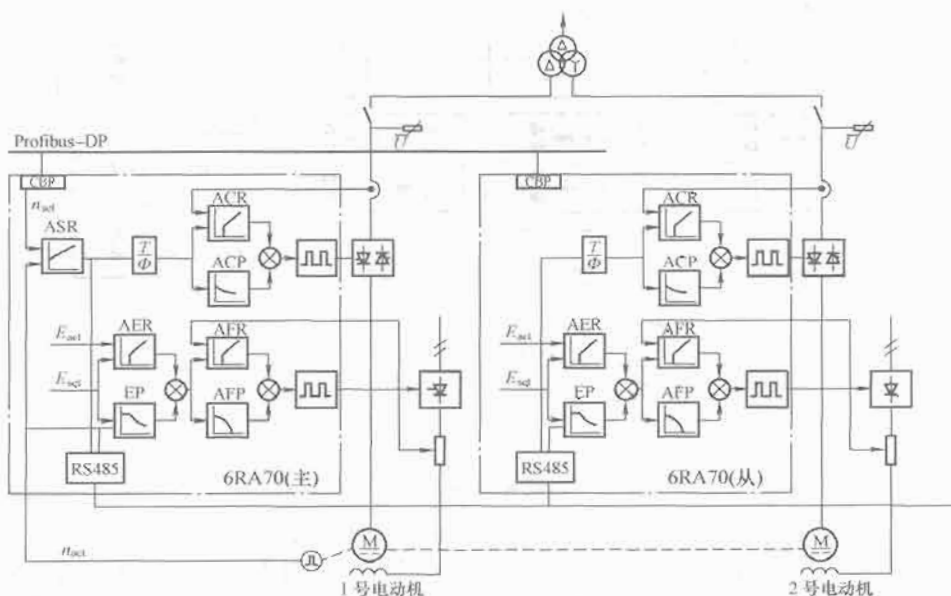


图 6.3-13 同轴串联双电动机传动系统控制框图

ASR—速度调节器； $n_{set}$ —速度给定值； $n_{act}$ —速度实际值；ACR—电枢电流调节器；AFR—励磁电流调节器；AFP—励磁电流预控单元；AER—电势预控单元；EP—电势预控单元；ACP—电枢电流预控单元



机具有轧辊开口度小、工作辊直径较小、压下调整精度要求高、轧机刚度大、轧辊硬度和表面粗糙度要求高等特点。冷轧机最常用的是四辊轧机,具有工作辊直径较小而轧机的刚度及强度高的优点,可以生产薄而宽的带材。二辊轧机多应用于冷轧后的平整机上。

在冷轧中,轧件越薄、轧制越难变形的产品,越倾向于采用多辊轧机。多辊轧机具有多层支承辊,可防止轧辊侧向弯曲。经常采用的多辊轧机有六辊、十二辊、二十辊轧机。

冷轧机是以轧辊的辊身长度进行标称的,如1700铝冷轧机,轧辊的辊身长度为1700mm。目前冷轧机向宽幅和高速发展,其特点为设备的机械化和自动化程度高、产量大、质量好、成品率高与生产成本低,可以实现大卷重、高速化生产。对于冷轧的产品要求厚度尺寸精度高、产品板型要平坦,无浪形、瓢曲。

大型冷轧机其传动电动机功率大,为减少系统转动惯量,提高控制精度,传动电动机采用多电动机串联方式驱动。主轧机传动电动机可由两台或更多电动机驱动,卷取和开卷由两台或三台电动机串联驱动。由于采用多台电动机驱动,传动系统应具有负荷平衡控制功能(负荷平衡控制参考其他相关章节)。

铜铝冷轧机在带材厚度小于0.5mm时,其出口厚度对轧制速度和开卷张力比较敏感,主轧机速度的波动和开卷张力的变化将影响产品的厚度,这就要求传动控制系统具有高的速度和张力控制精度。反过来,厚度自动控制(AGC)系统也可利用这些特点,在轧制较薄的带材或较难变形的带材时,通过改变轧制速度和开卷张力调节带材的出口厚度,以减少轧制力。目前铜铝冷轧机传动自动化控制系统均具有速度AGC和张力AGC控制功能。

为了得到较好的带材板型,电气控制系统应对轧制时的工艺润滑进行控制。带材的横向厚差和板型主要决定轧制时实际辊缝的形状,在轧制过程中,轧辊的受力和冷却条件沿辊身分布是不均匀的,通常辊身中部的温度高于边部,传动侧的温度稍低于操作侧。由于轧辊的温度分布不均将直接造成轧辊的热膨胀变形的不同,影响产品的质量。在实际轧制过程中可通过调节工艺润滑的喷嘴润滑液的流量大小,并结合液压弯辊的调节来控制产品的板型,目前的铜铝冷轧机均具有该控制功能。先进的铜铝冷轧机是通过板型仪自动控制工艺润滑的喷嘴流量和液压弯辊力的大小和正负弯辊控制;大多数轧机是通过人工控制。

在轧制有色金属合金时,如铝合金3系、5系等,在经过一定的道次加工后,其带材的边缘会出现加工脆裂,必须进行切边,并对边料进行碎断处理,以便继续加工。

铝冷轧机通常采用不可逆轧制,要求电气传动控制系统对开卷上料具有自动对中功能,并自动控制卷材的输送过程,提高轧制效率。

铜铝冷轧机的工艺润滑多采用轧制油润滑,其具有可燃性,在断带或轧制过程中若出现明火,有可能产生火情。当出现火警时,除及时启动CO<sub>2</sub>灭火系统外,电气传动控制系统应及时切断所有与轧机本体控制有关的电源连接,减少火灾损失。

### 3.3 电气传动自动化系统配置方案

随着自动化技术的飞速发展,PLC、现场总线和全数字传动装置在铜铝冷轧机的控制系统中得到了广泛的应用,使得系统安装、调试及维护工作量大大减少,控制精度和自动化程度越来越高,系统的稳定性得到大幅度提

升。同时,随着铜铝板带材产品竞争的日益激烈,对轧机控制系统的要求也在逐渐发生变化,要求在提高设备自动化程度和控制精度的前提下,实现生产过程自动化和进一步提高生产效率。因此,控制系统的模块化、网络化已是发展的必然趋势。

以计算机控制为基础的综合自动化系统是冷轧生产控制的核心,其主要任务是保证冷轧产品的质量和产量。冷轧机电气传动自动控制系统的主要功能有速度设定,张力设定,速度控制,张力控制,轧机机列运行控制等。

目前先进的冷轧机计算机控制系统一般分为三级,即生产管理级、过程控制级和基础自动化级。大部分铜铝冷轧机只有两级计算机控制系统,即基础自动化级和过程控制级。

以下为某1300mm四辊不可逆冷轧机电气传动自动化系统配置方案:

#### (1) 基本工艺参数

轧制来料:纯铝及铝合金。

来料宽度:600~1150mm。

成品宽度:500~1050mm(切边时)。

来料最大厚度:10mm。

成品最小厚度:0.08mm。

张力范围:150~8000kg。

最大轧制速度:420m/min。

最大卷径:1600mm。

最小卷径:510mm。

最大轧制力:7350kN。

#### (2) 主要电气设备参数

主机电动机(两台串联): $P=550\text{kW}$ ,  $U=600\text{V}$ ,  $I=1000\text{A}$ ,  $n=600/1500\text{r/min}$ 。

开卷机电动机(两台串联): $P=315\text{kW}$ ,  $U=600\text{V}$ ,  $I=600\text{A}$ ,  $n=500/1600\text{r/min}$ ;  $P=118\text{kW}$ ,  $U=440\text{V}$ ,  $I=295\text{A}$ ,  $n=500/1600\text{r/min}$ 。

卷取机电动机(两台串联): $P=480\text{kW}$ ,  $U=600\text{V}$ ,  $I=810\text{A}$ ,  $n=500/1600\text{r/min}$ ;  $P=118\text{kW}$ ,  $U=440\text{V}$ ,  $I=295\text{A}$ ,  $n=500/1600\text{r/min}$ 。

(3) 控制系统组成。该铝冷轧机控制系统设计成两级网络控制,即具有过程自动化控制和基础自动化控制功能,且具有生产管理自动化控制功能接口。轧机传动控制驱动装置采用西门子公司的6RA70系列直流全数字驱动模块,装置配有Profibus-DP通信卡CBP2,与PLC构成Profibus-DP通信网络;基础自动化级PLC系统采用西门子公司的S7-300系列可编程控制器;过程自动化级监控计算机采用研华工业控制计算机,配有WinCC监控软件。为减少设备维护量和电缆敷设量,各操作台箱和泵阀站接线箱均设有远程I/O站。PLC与远程站点之间利用Profibus-DP网络进行数据传送,接收远程I/O站的控制信号,并发出控制指令;PLC与传动系统通过Profibus-DP通信方式实现轧机的速度和转矩控制;PLC与上位机之间以TCP/IP网络的方式进行数据交换,包括轧制速度、张力的设定等,并可以显示轧机的运行状态,如轧制线速度、电动机的电枢电流、卷径等。

该系统的开卷机、主轧机、卷取机驱动均采用双电动机驱动,双电动机驱动控制采用主、从控制方式,具有负荷平衡控制功能,负荷平衡控制采用转矩环均衡控制方式,即主、从电动机控制系统共用主系统的转速调节器,其输出作为两套转矩控制环共同的转矩给定,主、从控制系统的数据交换采用西门子公司的USS通信。轧机自动化控制系统原理如图6.3-15所示。



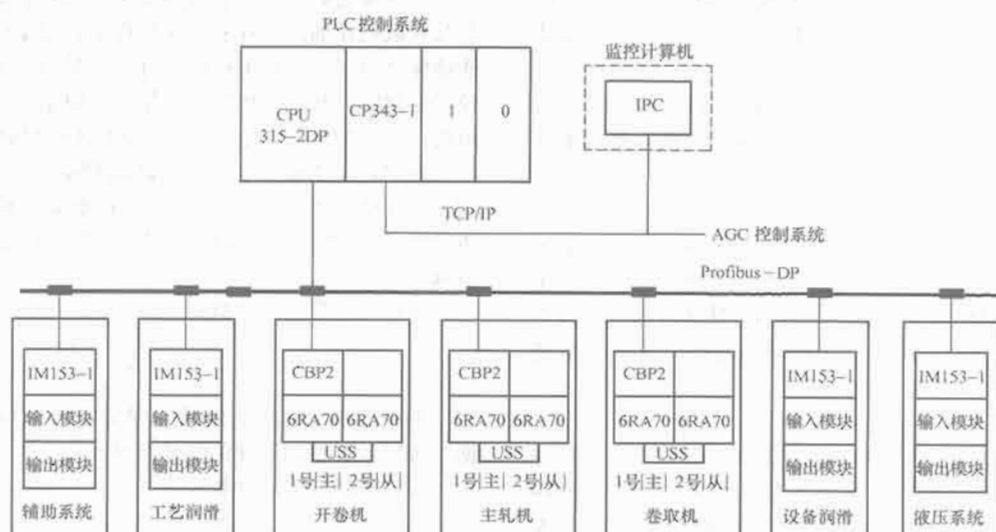


图 6.3-15 自动化控制系统原理框图

该铝冷轧机成品带材最薄要求为 0.08mm (一般该种规格产品由铝箔粗轧机生产), 轧机对开卷和卷取张力要求控制精度高、张力控制范围大。其轧机设计时开卷卷取采用双电动机串联方式, 且两台电动机选用不同功率的电动机串联, 并可通过离合器进行选择单电动机工作还是双电动机工作。单电动机工作方式有两种工作状态: 双电动机串联且大电动机 (安装位置在后) 工作, 单独小电动机工作状态。在小张力工作时通过离合器将后面的大电动机脱开, 通过小电动机对开卷和卷取进行小张力控制。除轧机设备通过对开卷和卷取双电动机切换来适应大范围张力控制要求外, 电气传动控制系统的高精度张力控制是实现较薄带材正常生产的关键, 在开卷和卷取张力控制系统中, 精确的卷径计算和准确的动态补偿可实现高精度张力控制。

轧机的操作有手动和自动两种方式。手动操作方式作为自动轧机的备用功能, 可手动单步实现轧制过程的所有操作。自动操作方式可实现自动上卷、自动上套筒、自动穿带准备、穿带自动控制、自动轧制、自动料尾处理、自动卸卷及自动卸套筒等。生产中, 操作手根据实际生产情况, 启动相应的过程自动控制程序, 设备即可按照预定程序进行工作, 不需要过多的人工操作。生产过程中可随时进行一定的手工干预, 并且可随时由自动状态切换到手动状态。其工艺控制流程如图 6.3-16 所示。

该铝冷轧机控制系统设计合理、控制先进, 系统投运后运行稳定可靠, 达到了生产工艺要求和技术指标, 完全满足生产工艺对速度和张力控制的要求。控制系统的性能指标如下:

- 速度控制精度:  $<0.1\%FS$ 。
- 动态响应时间:  $<150ms$ 。
- 张力控制精度: 稳态时,  $<\pm 1\%$ , 动态时,  $<\pm 3\%$ 。
- 厚度控制精度:  $\leq 0.2mm: \pm 2.5\%$ 。
- $>0.2 \sim 1.0mm: \pm 2.0\%$ 。
- $>1.0mm: \pm 1.5\%$ 。
- 电气控制系统正常运行率:  $\geq 99.6\%$ 。

### 3.4 控制系统功能描述

根据铜铝冷轧机工作特点, 其电气传动自动化控制系统

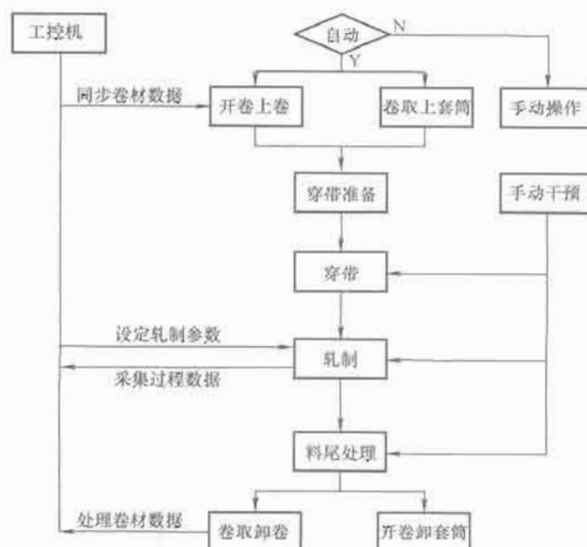


图 6.3-16 控制系统流程图

应具有如下主要控制功能。

#### 3.4.1 速度控制

轧机控制的核心是板形和厚度控制。要达到良好的板形和保证可接受的厚度公差, 轧机就必须保证良好的速度、张力的稳定性。在控制方式上, 主机为速度控制, 给整个轧机提供稳定的线速度基准。开卷机和卷取机为恒张力控制。速度设定由主操作手在操作台控制, 数据发送到 PLC 处理后传送各个传动系统。速度设定是以主机为线速度基准速度, 通过设定工作辊的直径与减速箱的减速比, 从而给出电动机的转速给定值。根据控制功能, 速度设定有正反向点动功能, 用于故障处理; 穿带速度设定, 用于生产前轧机穿带; 轧机线速度设定, 用于正常轧制。按照线速度相等的原则以转速的形式分配给各传动系统, 其中要考虑前后滑动系数的成分。

#### 3.4.2 张力控制

张力控制在整个轧机控制中至关重要, 一般采用间接张力控制方式。若忽略电动机的空载损耗, 则有如下关系:

$$M_D = C_M \Phi I = FD/2i$$

式中:  $M_D$  为电动机的电磁转矩;  $\Phi$  为电动机磁通;  $I$  为电动机额定电流;  $C_M$  为机电时间常数;  $F$  为卷取机张力;  $D$  为卷径;  $i$  为机械减速比。

由此可知, 卷取机的张力控制可以近似看成转矩控制。而要保证张力控制的精度和稳定性, 就要获得两个重要的变量: 线速度和卷径。

### 3.4.2.1 线速度的测量

线速度是通过控制系统读取卷取机前的偏导辊上的脉冲编码器进行计算而获得的。它也是计算卷径所需要的一个重要变量。转速测量的精度与脉冲编码器每转脉冲数及采样时间有关, 在转速恒定的情况下, 脉冲编码器每转脉冲数越多, 采样时间越长, 测量精度越高。

### 3.4.2.2 卷径计算

卷径计算有线速度计算法和直接测量法两种 (根据线速度计算卷径参考相关章节), 直接测量一般采用超声波测距仪或激光测距仪, 其中激光测距仪可以达到很高的测量精度和稳定性, 完全可以满足卷径测量的需要。

在间接张力控制中, 为保证张力控制的准确性, 要充分考虑卷取机在加减速过程中转动惯量以及机械本身固有的摩擦力对转矩的影响。因此, 在传动控制系统中应具有加减速动态补偿和摩擦转矩补偿环节, 转矩补偿量与转矩设定值叠加, 作为卷取机系统的合力矩, 对卷取机进行控制。

### 3.4.2.3 张力控制的动态补偿

开卷及卷取机张力控制原理框图如图 6.3-17 所示, 开卷及卷取机在加速过程和减速过程中, 为了使张力力矩尽可能地保持恒定, 需对电枢电流进行预控制。由于在卷轴上直径是变化的, 从而导致转动惯量不是恒定的, 它由两个分量组成: 固定的转动惯量  $J_F$  和可变的转动惯量  $J_V$ 。

固定转动惯量由电动机的转动惯量  $J_M$ 、折算到电动机轴上变速箱的转动惯量  $J_b$ 、折算到电动机轴上卷轴芯棒的转动惯量  $J_x$  和其他的转动惯量 (例如离合器等) 的总和组成。

固定转动惯量的计算式为

$$J_F = J_M + J_b + \frac{J_x}{i^2}$$

电动机和变速箱的转动惯量应取自相应的设备铭牌数据。必须计算卷轴芯棒的转动惯量。

实心筒转动惯量计算式为

$$J = \frac{\pi \phi D^4}{32} \quad (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$$

空心筒转动惯量计算式为

$$J = \frac{\pi \phi (D^4 - D_{\text{芯}}^4)}{32} \quad (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$$

最大的可变化的转动惯量  $J_{\text{Vmax}}$  在最大直径、最大材料密度、最大宽度时的计算式为

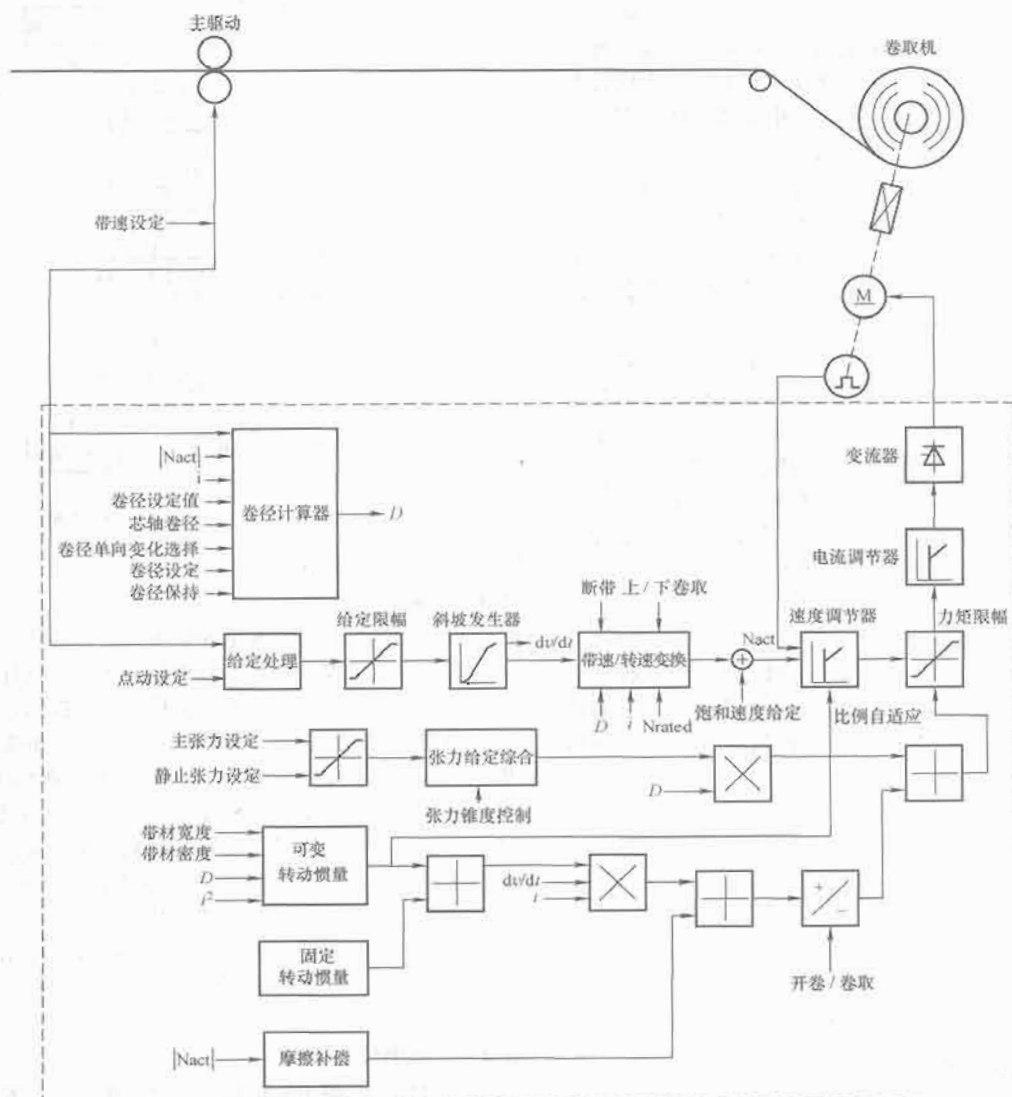


图 6.3-17 卷取机控制系统原理框图

$$J_{vmax} = \frac{\pi \rho_{max} b_{max} (D_{max}^4 - D_{min}^4)}{32i^2} \quad (\text{kg} \cdot \text{m}^2)$$

式中:  $b$  为带材宽度,  $\text{m}$ ;  $D$  为直径,  $\text{m}$ ;  $D_{max}$  为最大直径,  $\text{m}$ ;  $i$  为变速箱速比;  $J_F$  为折算到电动机轴上固定的转动惯量,  $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ;  $J_v$  为折算到电动机轴上由板卷材料决定的可变化的转动惯量,  $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ;  $\rho$  为带材密度,  $\text{kg}/\text{dm}^3$ 。

#### 3.4.2.4 张力控制在冷轧轧制过程中的作用

(1) 防止带材在轧制过程中跑偏。轧制带材时, 若轧件出现不均匀延伸, 则沿轧件宽度方向上的张力分布将会发生相应的变化, 即延伸大的一侧张力减小, 而延伸较小的一侧张力增大, 结果可起到纠偏的作用。

(2) 使带材保持平直和良好的板型。由于轧件的不均匀延伸将会改变沿带材宽度方向的张力分布, 而这种改变后的张力反过来又会促进延伸的均匀化。

(3) 降低金属的变形抗力, 便于轧制更薄的产品。张力改变了变形区内金属的应力状态, 使金属的变形抗力减小, 可减小轧制力, 有助于高速轧制, 提高生产率。

(4) 可以通过张力的改变来控制轧件的厚度, 提高轧制精度。张力控制响应快, 可以精确和有效控制。

#### 3.4.3 可逆轧制时尾部自动停车控制

带材可逆轧制时, 尾部应自动停在轧辊入口, 在自动控制时, 应根据带材的剩余长度传动系统自动减速并停车, 停车精度要求高, 否则会损坏轧辊或浪费材料。自动停车有两种方式: 一种是带材剩余长度 (带材长度计算采用偏导辊上的旋转编码器信号, 控制系统应保证偏导辊无打滑现象) 较短时, 控制系统先减速到某一速度。达到停车长度与停车尾部预留长度之和时, 传动系统停车, 采用该种控制方式时, 在任何轧制速度均先提前减速到停车速度, 控制简单, 停车精度高, 但影响生产效率。另一种停车方式为控制系统实时计算带材的剩余长度, 并与在该运行速度下需要的停车长度加上尾部预留长度之和进行比较, 达到停车长度时传动系统自动停车, 轧机从正常轧制速度停车所需带材长度计算公式为

$$l = \frac{v^2}{2a}$$

式中:  $v$  为轧制速度;  $a$  为轧机加速度。

停车长度为

$$L = l + l_0$$

式中:  $l$  为减速停车长度;  $l_0$  为尾部预留长度。

采用该控制方式时, 无提前减速控制, 生产效率高, 但对带材长度计算精度要求高。

#### 3.4.4 入口上卷原理

入口上卷的关键是卷材卷径和宽度的测量精度。在小车辊道上安装了一套对射式的光电开关, 配合小车升降机上的脉冲编码器实现卷材卷径的测量, 在小车行走辊道的侧面基础上安装了另一套对射式的光电开关, 配合小车行走方向的脉冲编码器完成卷材宽度的测量。上卷自动的起点是卷材储运轨道, 小车搭载着卷材离开储运辊道后向前行进, 到升降位置时小车停止, 同时小车升降机开始下降, 在下降的过程中利用第一套光电开关和脉冲编码器的配合测量了卷材的卷径。小车下降到下极限后, 继续向前行进, 行进过程中利用第二套光电开关和脉冲编码器测量出了卷材宽度。当小车行进到等待位置时停止, 根据测量的卷材卷径小车通过升降动作对中卷材中心, 完成后根据测量的卷材宽度向前继续行进对正卷材宽度中心点。这样卷材就被自动放置在开卷卷轴上了。

#### 3.4.5 张力 AGC 控制原理

当出口厚度小于  $0.5\text{mm}$  并接近  $0.1\text{mm}$  时, 由于轧辊压

扁影响的增加及带材宽度以外的工作辊之间开始接触, 导致轧制力对厚度的作用减小, 而轧机速度及入口张力对厚度的影响逐渐增大, 最终在铜铝轧制过程中起主导作用。张力 AGC 是通过调节张力来改变板带的塑性系数的大小来实现厚度调节的。

#### 3.4.6 速度 AGC 控制原理

速度 AGC 是通过速度调节改变板带摩擦系数的大小来实现厚度控制的。

### 3.5 生产过程自动化和计算机控制

在铜铝冷轧机的控制系统中, 工业控制计算机起着十分重要的作用。以往的工业控制计算机系统主要侧重于系统的监视, 主要功能为故障显示与记录、主要运行参数记录、实时状态显示与监控、设定内容打印等。随着生产厂家对自动化程度要求的不断提高, 尤其是全自动轧制概念的引入, 工业控制计算机系统必须具有更加完善的功能。全自动轧制是指输入来料卷材及产品数据后自动生成轧制表, 自动按照轧制表进行各道次轧制, 轧机可自动进行加速减速, 并且通过参数自学习可不断改善轧制参数。自动轧制的实现大大减少了手动操作, 减少了人为因素对生产过程的影响。

以计算机控制为基础的综合自动化系统是冷轧生产控制的核心, 主要任务是保证冷轧产品的质量和产量。冷轧自动控制系统的主要功能有产品跟踪、辊缝设定、速度设定、张力设定、弯辊及工艺润滑控制、速度控制、张力控制、厚度控制、板形控制、成品表面质量监控、轧机运行控制。

#### 3.5.1 冷轧计算机系统分级

冷轧计算机控制系统一般分为三级, 即生产管理级、过程控制级和基础自动化级。

(1) 生产管理级。生产管理控制计算机一般完成冷轧机组生产计划的编排, 不同生产工序的协调和产品质量管理等功能。计算机要根据原料卷和成品卷确定出初始数据, 这些数据是控制参数计算的初始信息。初始数据包括卷号、品种、原料厚度、宽度、卷重、长度、原料板形、成品厚度、成品板形等。计算机还需提供轧辊信息, 如工作辊、中间辊和支撑辊的长度、直径、粗糙度、轧制长度、凸度和换辊次数等数据。计算机通过网络将轧辊数据和初始数据传送给二级计算机进行参数计算。此外, 还将完成合同管理、质量管理、物流管理以及生产数据统计等功能。

(2) 过程控制级。过程控制计算机通常采用专用 PC 机构成, 其最大优点是工作稳定性好, 适于长时间的在线运行。过程控制功能包括材料跟踪系统、数据收集与通信、数学模型系统、控制画面及操作、生产数据管理及工程记录处理等。除过程计算机外, 系统还包括工程师工作站及若干台特殊功能站, 分别完成程序的调试、数据离线分析等功能。

(3) 基础自动化级。基础自动化面向机组、面向设备及设备的机构。随着电气传动的数字化以及液压传动的广泛应用, 数字传动已逐步与基础自动化成为一个整体。基础自动化控制功能按性质可分为轧件跟踪及运送控制, 顺序控制和逻辑控制, 设备控制及质量控制。

一级计算机的基础自动化功能一般由 PLC 来完成, PLC 分别完成冷轧生产过程中若干个控制功能。基础自动化的功能主要包括机组速度控制、开卷机控制、自动穿带控制、卷取机自动带尾停车、卸卷顺序控制、自动厚度控制、液压 AGC 控制、轧辊调零控制、自动板形控制、换辊及辅助设备顺序控制、实测数据采集与处理等功能。

### 3.5.2 生产过程自动化计算机控制主要功能

(1) 实时采集轧制数据。实时采集板形、厚度、轧制速度、升降速时间点以及开卷机、卷取机、主轧机的电动机运行参数等。

(2) 轧制数据分析。将采集的数据进行综合整理,以曲线和列表的方式显示。这些数据可用于分析轧制工艺对产品质量的影响,为改进生产工艺提供依据。

(3) 卷材管理。每个卷材均建有单独的档案,该卷材的轧制表、已完成的轧制道次、将要进行的轧制道次等均以表格形式存储,在批量轧制时可随时调取相关数据。

(4) 自动生成轧制道次表。按照卷材的合金牌号、规格及成品要求,自动生成轧制表,并可进行人工修改。

(5) 生产工艺参数自学习。根据每个带卷的生产工艺过程和产品质量进行自学习。

(6) 中间产品及最终产品的质量跟踪。在轧制过程中,如果出现板形缺陷,可自动记录该缺陷的起点和终点位置,并在下一道次的轧制中预先提醒缺陷点。

(7) 生产班次管理。按照车间的生产班次,分别统计生产时间、产品种类、数量、成品率等。

(8) 故障诊断与记录汇总并记录一级系统传来的非正常轧制状态及其发生时刻,供需要时查询。

(9) 生产状况监控。记录生产过程中一级系统的正常状态及运行时刻。生产开始,开卷机上卷,工控机调出该卷材

的数据,给出相应道次的轧制参数;开始轧制后,工控机不断采集轧制过程数据及整个系统的运行状态,对操作者给出一些指导性建议;在选择自动操作情况下,可实现辊缝自动调节、自动加减速等功能;轧制完成后,对采集的各种数据进行相关处理,并以数据和曲线的形式在工控机上和 HMI 上显示;所有数据以文件形式进行记录,供日后需要时使用。

(10) 成品率得到了提高。采用自动加减速后减少了带头、带尾的长度和人为因素的影响,从而提高了带材成品率。

(11) 提高了生产效率。由于自动化程度的提高,辅助时间自然减少;工控机提供的班次管理,更可以清楚地看出每个班次的有效生产时间及辅助时间,为更加合理有效地安排生产,提高生产效率提供有效依据。

(12) 完整的数据记录与分析。为工厂的质量跟踪与管理提供了详实的资料,也可后续加工或产品的购买者提供可靠的数据资料。

生产过程自动化不仅是提高轧机生产能力的重要条件,而且是提高产品质量、节省劳动力、降低消耗的重要前提。目前电子计算机广泛应用在轧制生产中,包括过程控制和数字直接控制等,自动控制技术的广泛应用,大大提高了产品的尺寸精度和平直度,使产品的质量得到很大的提高。



## 第4章 在采矿工业中的应用

### 1 矿井提升机械的应用

矿井提升机也称矿井卷扬机。作为井上与井下的唯一输送通道,使得矿井提升机成为矿山的关键设备之一,也是矿山的咽喉部位。矿井提升机运行性能的优劣,不仅直接影响到矿山的正常生产与产品质量,而且还与设备及人身安全密切相关。

矿井提升机种类繁多,按照井道结构,有立井与斜井之分;按照其传动电动机,则有交流传动提升机与直流传动提升机之分;按容器功能,则有箕斗与罐笼,箕斗又分为单箕斗和双箕斗,罐笼也有单罐笼和双罐笼,还有单层和双层罐笼之区别;按钢丝绳结构方式,则有单绳圆柱滚筒提升机和多绳摩擦轮提升机之分;按矿井功能,还分为主井(输送矿产品)与副井(输送人员、材料等)提升机;按停车点的多少,又有单水平和多水平之分。

早在1894年,AEG公司曾为西格兰德矿井提供了第一套配有直流发电机—电动机系统(G—M系统)的矿井提升机,直到1965年,世界各地要求较高或容量较大的矿井提升机都一直沿用这类系统。此后,由于电力半导体技术的发展,特别是晶闸管的出现,对要求较高、容量较大或多水平开采的矿井,其提升机几乎都采用了晶闸管变流装置供电的直流传动系统(V—M系统)。

以交流电动机组成的交流传动系统,亦大量地应用于提升机。但就我国目前情况看,国产的交流传动矿井提升机大部分仍采用较老的控制方式。它是在线绕转子异步电动机的转子回路,串入多级电阻(也有用水电阻的),逐级切除电阻,实现分级调速;减速制动多采用能耗制动方式;至于停车前的爬行段,常需另外增加一套附加装置。它可以是小容量异步电动机,或低频(5Hz)电源。这类系统的控制性能不够理想,而且消耗大量的电能,从节能观点出发,是不利的。这类系统一般仅用于容量不大、控制要求不高的单水平矿井提升机。从技术发展的角度看,由于电力半导体器件及微电子技术的发展,特别是交流传动矢量控制(VC)与直接转矩控制(DTC)理论的出现及成熟应用,近年来变频调速技术已成功应用到提升机。国外已将交—交变频调速系统或具有四象限性能的交—直—交变频调速系统应用于矿井提升机。但与直流传动系统相比较,变频调速系统主要还是成本偏高,故在国内复杂的、要求较高的、多水平、大容量的提升机中,目前占主导地位的仍是直流传动系统。

#### 1.1 矿井提升机对电气传动系统的要求

不论单绳圆柱形滚筒提升机或是多绳摩擦轮提升机,对电气传动系统的要求基本上是相同的。提升机及电气传动系统原理框图见图6.4-1。

提升机属于往复运动的生产机械,对于单水平提升在每次提升循环中,容器的上升或下降的运动距离是相同的;对于多水平提升系统,每次提升循环,容器的运动距离不一定相同。提升机对电气传动系统的主要要求如下:

(1) 要求满足四象限运行。提升机电气传动系统的给定

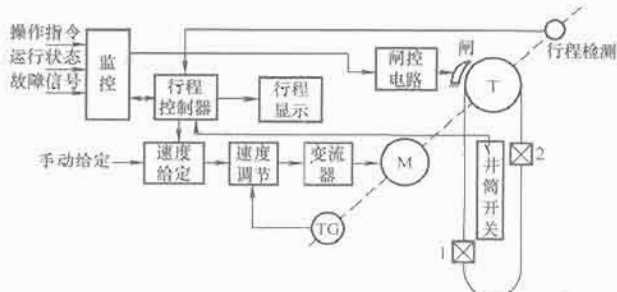


图 6.4-1 矿井提升机及电气传动系统原理框图

M—直流电动机; TG—速度传感器; T—滚筒;  
1—容器1; 2—容器2

速度  $v = f(t)$  如图6.4-2所示。根据动力学方程式, 可以得出要按给定速度图运动所需转矩  $T_e = f(t)$  的特性, 以及传动系统所需的力  $F = f(t)$ , 见图6.4-2。

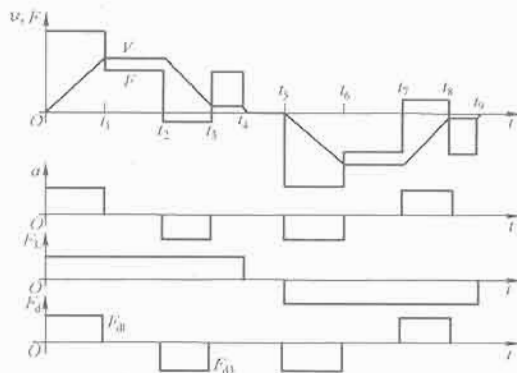


图 6.4-2 提升机传动系统给定速度图和力图

提升机的负载静力  $F_L$  决定于提升机滚筒承受的静张力差, 在双容器的平衡提升系统中, 静力  $F_L$  也就是提升物的净载重。由于提升系统的负载为位势负载, 所以静力  $F_L$  的作用方向始终是提升重物的重力方向, 而与系统的运动状态和方向无关。因此, 在电动机不带电时, 为了使重的容器处于停止状态(便于容器的装卸), 对滚筒必须施加机械闸。

静力的作用方向与容器1装载还是容器2装载有关。为了分析问题方便, 设容器1载重时传动系统受到的静力  $F_L$  为正, 容器2载重时, 静力  $F_L$  为负; 容器1上提(或容器2下放)时电动机为正向运转, 反之容器1下放(或容器2上提)时电动机为反向运转。

动力  $F_d$  决定于传动系统按给定速度图运行时所需的加速力矩  $T_d$ 。

若为容器1上提, 当负载变化时有四种力图:

1) 容器2空载、容器1载重, 且净载重量较大( $F_{d3} < F_L$ )。其给定速度图与力图见图6.4-3(a)。

在加速段,  $F_1 = F_L + F_{d1} > 0$ 。

在等速段,  $F_2 = F_L > 0$ 。

在减速段,  $F_3 = F_L + F_{d3} > 0$  ( $F_{d3} < 0$ )。

在爬行段,  $F_4 = F_L > 0$ 。

根据此力图可知,电动机在各阶段均工作在正向电动状态。

2) 容器2空载、容器1载重,但净载量较小( $F_{d3} > F_L$ )。其给定速度图与力图见图6.4-3(b)。

在加速段,  $F_1 = F_L + F_{d1} > 0$ 。

在等速段,  $F_2 = F_L > 0$ 。

在减速段,  $F_3 = F_L + F_{d3} < 0$  ( $F_{d3} < 0$ )。

在爬行段,  $F_4 = F_L > 0$ 。

根据此力图可知,电动机在加速段和等速段,工作在正向电动状态;在减速段,将工作在正向制动状态;在爬行段,又要工作在正向电动状态。也就是说,在容器1上提的运动过程中电动机的运行状态应切换两次。

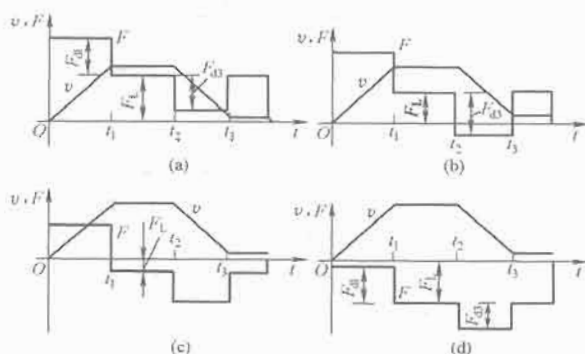


图 6.4-3 在不同负载下的给定速度图与力图

3) 容器1空载、容器2载重,且静载量较小( $F_{d1} > F_L$ )。其给定速度图与力图见图6.4-3(c)。

在加速段,  $F_1 = F_L + F_{d1} > 0$ 。

在等速段,  $F_2 = F_L < 0$ 。

在减速段,  $F_3 = F_L + F_{d3} < 0$  ( $F_{d3} < 0$ )。

在爬行段,  $F_4 = F_L < 0$ 。

根据此力图可知,电动机在加速段,工作在正向电动状态;在等速、减速和爬行段,电动机均工作在正向制动状态。

4) 容器1空载、容器2载重,且静载量很大( $F_{d1} < F_L$ )。其给定速度图与力图见图6.4-3(d)。

在加速段,  $F_1 = F_L + F_{d1} < 0$ 。

在等速、减速和爬行段,  $F$  均为负力。

根据力图可知,电动机在整个提升过程中始终工作在正向制动状态。

综上所述,在容器1上提时,要求电动机按给定速度图运动,电气传动系统应根据负载的变化而自动地工作在正向电动或正向制动状态。

同样,在容器2上提时,要求电动机工作在反向电动或反向制动状态,也就是说要求电气传动系统能满足四象限运行。

(2) 要求平滑调速且调速精度较高。提升工艺要求电气传动系统能满足运送物料(达到额定速度)、运送人员(可能要求低于额定速度)、运送大件、炸药(速度2~3m/s)、检修运行(速度0.3~1.0m/s)和低速爬行(速度0.1~0.5m/s)等各种要求,所以要求提升机电气传动系统应能平滑调速。

对于调速精度,提升机一般要求静差率较小(例如,在高速下  $S < 1\%$ ),这是为了使系统在不同负载下减速段的距离误差比较小。这样爬行段距离可设计得尽可能短,从而在保证安全和准确停车的条件下,获得较高的提升能力。

(3) 要设置准确可靠的速度给定装置。提升工艺要求电

气传动系统的加减速速度平稳。根据保安规程,对矿井提升机的加速度、减速度都有一定的限制。其限制值如表6.4-1所示。

表 6.4-1 提升机加减速限制  $m/s^2$

提升对象	提物		提人	
	加速度	减速度	加速度	减速度
竖井	1.2	1.2	0.75	0.75
斜井	0.5	0.5	0.5	0.5

另外,为了提高提升设备的使用寿命,减少乘员对加、减速度的不适反应程度,降低提升机加、减速时的电流冲击,还应对加速度及减速度的导数(加速率)  $a'$  进行限制。也就是说要求提升机按S形速度给定曲线实现加速和减速。S形速度给定曲线及相应的力图见图6.4-4。

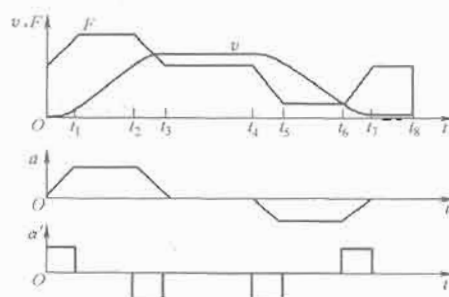


图 6.4-4 S形速度给定曲线及力图

S形速度给定曲线可由以下几种方法产生:由模拟电子电路按时间原则来产生,由凸轮板控制自整角机电路按行程原则产生,利用计算机按行程原则产生。

矿井提升机电气传动系统实质上是一个位置控制系统,容器在井筒中的什么位置该加速、等速、减速、爬行,都有一定的要求。也就是说,要根据容器在井筒中的位置确定给定的速度,这就是要按行程原则产生速度给定信号。显然,利用计算机按行程原则产生S形速度给定信号是比较理想的,也是比较容易实现的。

(4) 要设置行程显示与行程控制器。为了便于提升机司机操作,电气传动系统应设置可靠的提升容器在井筒中的位置显示装置(又称深度指示器)。老式的深度显示常采用牌坊指针式和圆盘指针式深度显示装置,新式的深度显示则采用数字显示。

另外,提升机电气传动装置应设置可靠的位置检测环节,准确地检测出提升容器在井筒中与减速点、停车点及过卷相对应的位置,以便控制提升机可靠地减速、停车。为了可靠起见,通常位置检测都同时采用几种不同的手段,以实现冗余控制。

(5) 要设置完善的故障监视装置。提升机对其电气传动系统和电控装置的可靠性要求很高,因为提升机一旦出现故障,轻则影响生产,重则危及设备安全和人员生命。电控装置的高可靠性表现在两个方面:一是电控装置质量很好,故障很少;二是出现故障后能根据故障性质及时进行保护,并能对故障内容(即使是单次)进行记忆和显示,以便能迅速排除故障。通常提升机故障监视内容少则几十项,多则数百项。

(6) 要设置可靠的闸控电路。提升机的机械闸是提升机安全运行的最后一道屏障,因此,要求机械闸的控制电路可靠。提升机的机械闸大多采用液压控制的盘形闸,盘形闸的控制分为工作制动(常称工作闸,由司机的制动把手控制)

和安全制动（常称安全闸，由安全回路的继电器控制）。工作制动是在手动操作或在自动操作方式下作为正常停车或定车手段。而安全制动是在系统出现故障时使运行状态下的提升机快速地减速停车、静止状态下的提升机不能松闸的手段。

安全制动又分为一级制动、二级制动和恒减速制动。当提升容器在井筒中且离停车点较远时，若系统出现故障而需要紧急制动时，应用二级制动和恒减速制动。所谓二级制动，就是制动力矩不是一次全加到闸盘上而是分两次，这样紧急制动时的减速度比较小，对机械设备的损伤小，容器在紧急制动后要滑行一段才能停下来。所谓恒减速制动，就是制动力矩根据提升速度、转矩大小连续地从小到大依次施加到闸盘上，是无级的连续制动，对机械设备的损坏更小，制动更平滑。当提升容器在井筒中且离停车点较近时，若系统出现故障而需要紧急制动时，应采用一级制动。一级制动时制动力矩大，在紧急制动时滑行距离短。目前在先进的提升机上普遍装备有制动力可调的恒减速制动装置。

## 1.2 矿井提升机直流电气传动系统

### 1.2.1 矿井提升机直流发电机—电动机电气传动系统

这是多年来具有代表性的传统电气传动方式，见图 6.4-5。控制直流发电机的励磁，实现电动机变电压调速，均匀地调节励磁电流和极性，可以方便地实现转速无级调节和四象限运行。

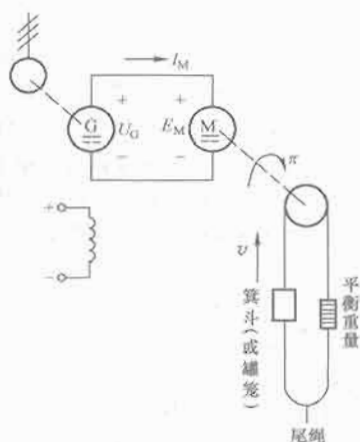


图 6.4-5 直流发电机—电动机电气传动方式

当系统作提升重物运行时，发电机的端电压  $U_G$  极性见图 6.4-5，而且  $U_G > E_M$ ，电动机处于机械特性第一象限，电动提升。

当提升空罐笼时，由于平衡重的重量大于罐笼或箕斗本身的自重，电动机处于发电状态，这时  $E_M > U_G$ ，电枢电流反向流通，将机械能变成电能回馈电网，电动机运行于机械特性的第二象限。

当空罐笼（或箕斗）下降时，则相当于电动机提升平衡重，电动机反转运行在第三象限，罐笼（或箕斗）电动下降，电能变机械能。

当重罐笼下放时，罐笼总重大于平衡重，电动机在反转情况下进入发电状态，从而使罐笼按给定速度下放，这对应于机械特性的第四象限。

发电机励磁电流传统的控制方式是：由前级放大器控制电动机扩大机的励磁，来控制电动机扩大机的输出电压，从而改变发电机的励磁电流大小及极性，实现系统四象限运

行。这种传统控制方式的优点是调速平滑、稳定、调速范围较宽，便于将机械能变为电能回馈电网；若变流机组的电动机采用同步电动机，尚可改善矿井供电电网的功率因数。其缺点是变流机组噪声大、直流发电机的电刷和整流子维护工作量大、运行效率低、设备投资大、占地面积大、基建费用高、耗费金属量大。因此，这种旋转变流机组的电气传动方式，目前几乎已完全为电力电子器件构成的静止变流装置所取代。

### 1.2.2 矿井提升机晶闸管变流装置供电的电气传动系统

利用晶闸管变流装置，可组成可逆传动系统，实现四象限运行，其机械特性与上述变流机组供电系统基本相同。这类系统的优点是反应快、效率高（运行效率可达 0.95 左右）、节能、维护工作量大。其主要缺点是功率因数低以及变流装置产生较多的谐波容易对电网产生污染，导致电网电压波动和波形畸变，对其他用电设备造成干扰。

当电动机励磁电流恒定时，电动机转矩的大小和方向是靠改变电枢变流器输出电流的大小和方向实现的，其特点是转矩的反向快（由于电枢电流的反向快），欲实现四象限运行，必须采用两组反向连接的变流装置，一般多为直接反并联的两组 6 脉动或 12 脉动的全控桥，见图 6.4-6（a）。这就是常用的电枢换向的可逆调速方案。

容量较大的提升机，也可采用磁场换向的可逆调速方案，这时，电枢回路大功率变流装置只用一组。由于励磁容量一般较小，不超过电动机容量的 10%，因此，虽然励磁多用了一组变流装置，但因容量小，造价低，故使总投资减少，但其快速性远比电枢可逆的差。不过，由于矿井提升机是钢丝绳软连接，对快速性要求不是很高，一般要求提升机由正向最大转矩变化到反向最大转矩的时间约为 0.6~1s，变化过快反而不利，容易引起钢丝绳打滑或产生强烈的机械冲击。这时，为抑制电磁惯性的影响，可采用 3~5 倍的强励予以补偿，见图 6.4-6（b）。

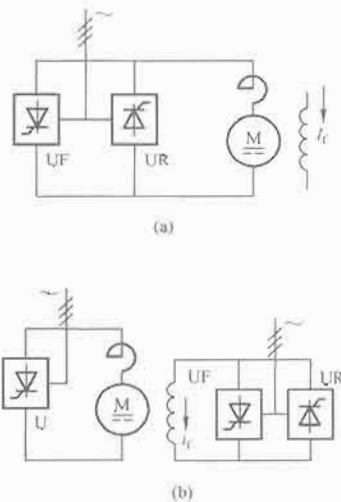


图 6.4-6 晶闸管变流可逆调速系统的两种方案

(a) 电枢可逆的可逆调速方案；

(b) 磁场可逆的可逆调速方案

不过在现在的制造技术进步条件下，两种方案总造价的差别已不很显著了。至于电枢可逆还是磁场可逆的容量分界线，并无严格规定。按照目前国内制造水平和市场价格分析，一般认为容量在 2000kW 及以下使用电枢可逆方案，容量超过 2000kW 以上使用磁场可逆方案，比较合理。

### 1. 电枢可逆的晶闸管变流器系统

容量较小的提升机一般采用 6 脉动电枢可逆电路, 它由三相全控反并联整流桥电路构成; 较大容量的提升机一般采用 12 脉动电枢可逆电路。

(1) 12 脉动可逆整流电路，可以有并联 12 脉动和串联 12 脉动两种选择；

图 6.4-7 是并联 12 脉动电枢可逆整流电路的例子。它由两组相位相差  $30^\circ$  电角度的 6 脉动电枢可逆整流电路并联组成。整流变压器可为两台双绕组变压器，连接组别分别是  $Dd_0$  和  $Dy_5$ ，也可以是一台三绕组（双副绕组）变压器，其组别为  $Dd_0-Dy_5$ ；因为整流变压器的二次绕组之间相位相差  $30^\circ$  电角度，两组整流电压的瞬时值不相等，所以要加入均衡电抗器，以便两台变流装置得以均流；电路中使用两台快速开关。

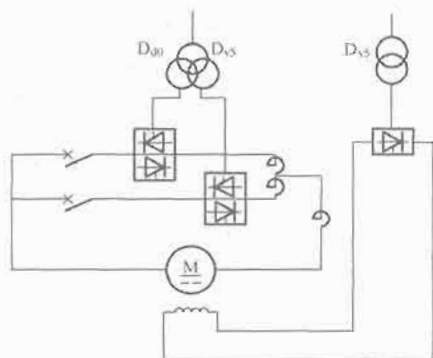


图 6.4-7 并联 12 脉动电枢可逆整流电路

图 6.4-8 是串联 12 脉动可逆整流电路的例子。它由两组相位相差  $30^\circ$  电角度的 6 脉动电枢可逆整流电路串联组成。整流变压器可为两台双绕组变压器，连接组别分别是  $Dd_0$  和  $Dy_5$ ，也可以是一台三绕组变压器，其组别为  $Dd_0-Dy_5$ 。串联 12 脉动方案一般用于需要满载半速运行的场合，例如用于主井箕斗提升，当任意一个串联回路的某一部分故障时，可切除故障回路，变作 6 脉动运行，这就是说此时只有  $1/2$  额定速度、额定工作电流运行。但在满载半速运行的场合，其整流变压器须为两台双绕组变压器，以便切除故障回路。

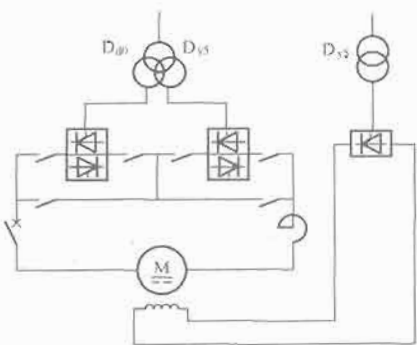


图 6.4-8 串联 12 脉动电枢可逆整流电路

电枢可逆的可逆调速系统,不论电枢采用6脉动还是12脉动电路,其恒定磁场电路一般都采用不可逆可控整流,实现磁场电流的恒流控制。

(2) 电枢可逆的逻辑无环流可逆调速系统框图见图 6.4-9。调速系统的调节电路由电枢电流反馈为内环和测速反馈为外环的双闭环调节系统来实现, 提升机的转矩、速度的大小及方向全部由对该电动机电枢供电的电压、电流的控制来决定, 调节过程简单。

正组整流桥 UF 和反组整流桥 UR 的触发脉冲由一套触发电路产生, 两组桥的切换是通过对两组桥的脉冲通道的控制来实现的, 而两组脉冲通道 DF 和 DR 是由无环流逻辑控制器 DLC 来控制的。无环流逻辑控制器 DLC 根据电动机运行状态的要求, 发出开通何组脉冲、封锁何组脉冲的指令, 可靠地实现无环流逻辑切换。对于无环流逻辑控制器的要求是: 电流给定信号 (速度调节器的输出) 的极性是逻辑切换的依据; 零电流信号 (包括检测到原工作桥的电流小于某一个规定值时的零电流检测和使用晶闸管导通角  $\theta$  检测电路进行的零电流确认) 决定了逻辑切换的时刻; 发出零电流信号后, 须经过封锁延时时间才能封锁原导通组的脉冲, 再经开放延时时间后, 才能开放另一组脉冲; 在任何情况下, 两组晶闸管绝对不允许同时施加触发脉冲, 当一组工作时, 另一组的触发脉冲必须被封锁。

(3) 双电动机驱动的主从控制。当提升机的容量较大时(如 3000kW 以上),为了减少转子惯量对控制性能的影响,常采用双电动机同轴传动,这时两台电动机必须保持力矩动静态平衡(力矩大小、方向均相等),从而避免出现反扭和系统振荡,常用的控制方法为“主从控制”。在并联 12 脉动的场合,电流控制的方法是:两组 6 脉动整流桥是两个独立的电流环,由一个速度调节器的输出同时作为这两个电流环的给定,而两个电流环的静态、动态特性调整得一样,这样可以获得两组 6 脉动整流桥的输出电流平衡。这就是常用的“主从控制”方法,其中主控制器是包含速度调节器、电流调节器的完整的双闭环系统,而从控制器只保留了电流调节器。

但在串联 12 脉动的场合, 因为是串联, 两组桥电流相等, 所以主控制器是包含速度调节器、电流调节器的完整的双闭环系统, 而从控制器只保留了转矩方向判断, 换相逻辑, 脉冲触发环节。主控制器的速度调节器输出作为从控制器的转矩方向、换相逻辑的给定, 主控制器的电流调节器输出作为从控制器的脉冲触发的给定。两组 6 脉动整流桥的同步信号相差  $30^\circ$  电角度。

(4) 四象限运行的实现。电枢可逆的 V-M 可逆调速系统中, 电动机四象限运行的分析见图 6.4-10。

正向电动状态: 正组桥 UF 工作在整流状态。假设其输出电压  $U_{uf}$  为正极性, 建立正向的电枢电流  $I_d$ , 电动机产生正向的转矩  $T_e$ , 电动机正向运转, 电枢产生正向的反电动势  $E$ , 且  $U_{uf} > E$ , 电动机工作在第一象限。

正向发电制动状态：电动机因惯性仍继续正向运行，或

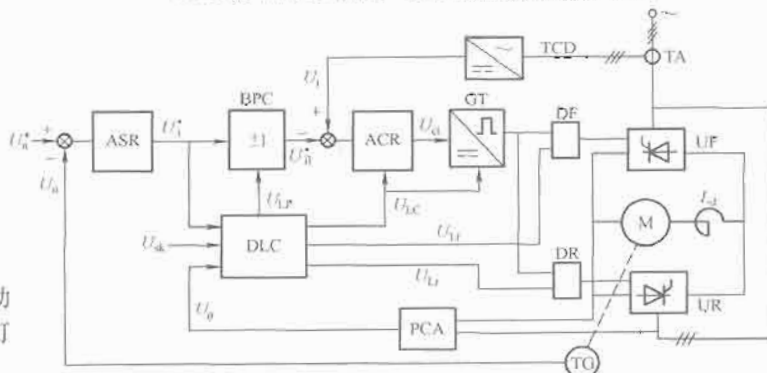


图 6.4-9 电枢可逆的逻辑无环流可逆调速系统

ASR—速度调节器; BPC—极性变换器; ACR—电流调节器;  
GT—触发器; DF、DR—正反组脉冲通道; DLC—逻辑控制  
器; PCA— $\theta$ 角检测器; TA—电流互感器;  
TCD—电流变换器



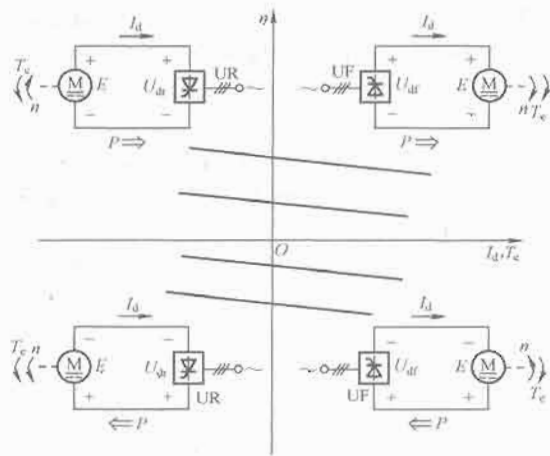


图 6.4-10 电枢可逆的晶闸管变流可逆调速系统四象限运行分析

提升机正向下放重物，电枢反电动势  $E$  仍为正极性。反组桥 UR 工作在逆变状态，且  $U_{dr} < E$ ，电动机电枢电流  $I_d$  反向，电动机产生反向转矩  $T_e$ ，电动机运行在第二象限。

反向电动状态：反组桥 UR 工作在整流状态， $U_{dr}$  为负极性，电枢电流反向，电动机建立反向转矩  $T_e$ ，电动机反向运转， $E$  为负极性，且  $E < U_{dr}$ ，电动机运行在第三象限。

反向发电制动状态：电动机反向运转， $E$  仍为负极性，正组桥 UF 工作在逆变状态，且  $U_{dr} < E$ ， $I_d$  为正向， $T_e$  为正向，电动机工作在第四象限。

## 2. 磁场可逆的晶闸管变流可逆调速系统

此方案中，电枢回路的整流器只需要一组（一般采用并联 12 脉动或串联 12 脉动的全控整流桥），电枢电流的方向是不变的，转矩极性的改变是靠改变励磁电流的方向实现的，因此磁场供电的整流器必须是两组反并联的可逆整流，一般采用逻辑无环流控制的三相全控桥反并联电路。

(1) 磁场可逆的晶闸管变流可逆调速系统结构见图 6.4-11。它由电枢整流控制电路和磁场整流控制电路组成。电动机转矩、转速的大小及方向不仅决定于电枢电流与电压，还与励磁电流大小与方向有关，因此带来一个电枢与磁

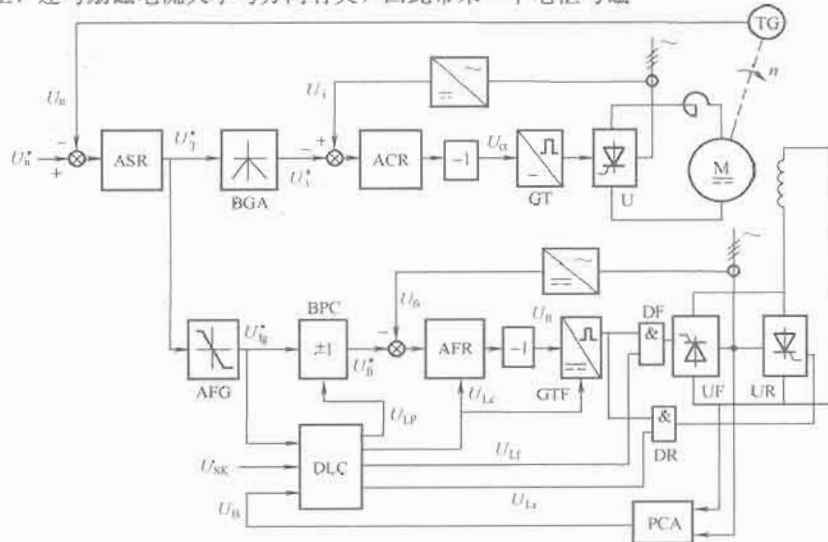


图 6.4-11 磁场换向的晶闸管变流可逆调速系统

ASR—速度调节器；BGA—绝对值变换器；ACR—电流调节器；GT—电枢触发器；BPC—极性变换器；DLC—磁场逻辑控制电路；AFG—励磁电流给定值调节器；GTF—磁场触发器；DF、DR—磁场正反组脉冲通道；PCA— $\theta$ 角检测器；AFR—励磁电流调节器

场协调控制问题。尽管电枢电流与励磁电流的给定值都由速度调节器给出，但由于电动机磁场的时间常数远比电枢的时间常数大，故变换过程将不一致，导致了这种系统控制较为复杂。

速度调节器 ASR 输出信号的大小和极性，表示系统对电动机转矩的大小和极性的期望值。把这个信号分为两路，用来分别控制电枢电流和励磁电流。由于电枢电流不能反向，所以转矩的反向是靠励磁电流的反向来实现的。

电枢整流器的控制电路是典型的双闭环调节系统，只是在速度环内多设置了一个绝对值变换器，将速度调节器的输出双极性的信号变成单极性的电枢电流指令信号。

励磁电流的控制是要按照速度调节器的输出信号极性，来使励磁电流快速反转极性，从而实现四象限运行。由于采取了强励措施，励磁电流在满磁给定下的动态响应时间约为 0.2~0.4s。励磁电流给定值调节器 AFG 是一个比例调节器并带有正、负限幅，它的输出极性表示期望的励磁电流极性、它的大小表示期望的励磁电流大小，AFG 的比例系数大小决定了在电枢电流为何值时励磁电流开始反向，限幅值决定了励磁电流满磁时的电流值。而磁场逻辑控制电路 DLC 是用来对磁场可逆电路进行可靠的无环流逻辑切换控制。

(2) 转矩反向过程。转矩反向的静态特性见图 6.4-12。转矩的反向过程是：当速度调节器 ASR 的输出信号由正变负（即要求转矩由正变负改变方向）时，首先是电枢电流由大变小而励磁电流保持正向满磁不变，电动机正向转矩下降；当电枢电流下降到某一预定值时，励磁电流开始下降，并且它与电枢电流同时下降，同时过零点；接着由于绝对值变换器的作用，电枢电流由零开始正向上升，同时励磁电流由零向负增加；到电枢电流增大到预定值时，励磁电流达到反向满磁，电动机反向转矩增加，直到达到期望值。可以看出，在励磁电流由正向满磁变到负向满磁的变化过程中，由于电枢电流也在变化，并且它的值很小，因此这个区间的转矩是很小的，也就是说，造成了转矩的失控区。但由于系统惯性很大，只要参数调整合适，不会影响提升机的正常运行。

(3) 四象限运行的实现。磁场换向的晶闸管变流可逆调速系统中，电动机的四象限运行分析，见图 6.4-13。

正向电动状态：励磁整流器的 UF 桥工作在整流状态，假设建立正向的励磁电流  $i_f$ ，电枢整流器 U 桥工作在整流状态，其输出电压  $U_d$  为正极性，产生正向转矩，电动机正向运行，建立正极性的反电势  $E$ ， $U_d > E$ ，电动机运行在第一象限。

正向发电制动状态：电动机仍为正向

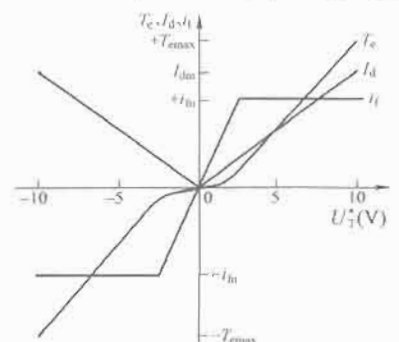


图 6.4-12 转矩反向的静态特性

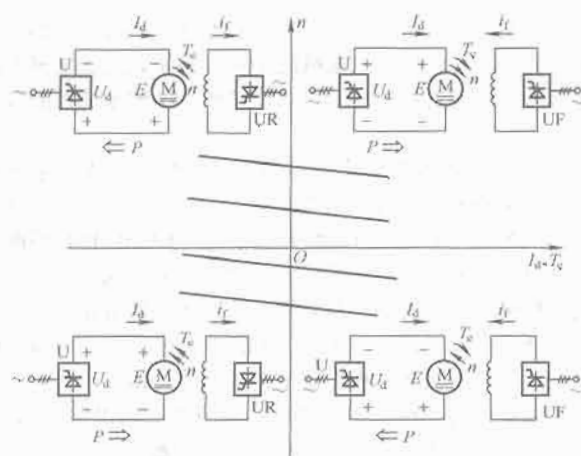


图 6.4-13 磁场可逆的晶闸管交流可逆调速系统四象限运行分析

运行,励磁整流器的 UR 桥工作在整流状态,建立反向励磁电流  $i_f$ ,反电势  $E$  为负极性。电枢整流器 U 桥工作在逆变状态,其输出电压  $U_d$  为负,且  $U_d < E$ 。 $I_d$  方向不变,因  $i_f$  反向而使电动机产生反向转矩,电动机运行在第二象限。

反向电动状态:励磁整流器的 UR 桥工作在整流状态,建立反向励磁电流  $i_f$ ,电枢整流器 U 桥工作在整流状态,其输出电压  $U_d$  为正,电动机产生反向转矩,反向运行。反电势  $E$  为正极性,且  $U_d > E$ ,电动机运行在第三象限。

反向发电制动状态:电动机反转,励磁整流器的 UF 桥工作在整流状态,建立正向的励磁电流  $i_f$ ,反电势  $E$  为负极性;电枢整流器 U 桥工作在逆变状态,其输出电压  $U_d$  为负,且  $U_d < E$ , $I_d$  方向不变,建立正向转矩,电动机运行在第四象限。

### 3. 矿井提升机直流传动系统

为了提高矿井提升机晶闸管供电的直流调速系统的技术性能和经济指标,国内外各厂家在上述调速方案的基础上对系统作了若干改进,形成各自的特色,主要有以下几个方面:

(1) 电流自适应调节。当电枢电感较小(所选滤波电抗器电感量较小或不设滤波电抗器),或在电动机负载很轻时,会出现电枢电流断续现象。在电枢电流断续区,整流装置的外特性上翘,相当于使整流装置的等效内阻增加。电枢电流断续后,电流环近似为一个时间常数很大的惯性环节,电流调节过程变得很慢。同时,对速度环也有不利的影响:当电枢电流断续的程度比较严重时,系统稳定的条件不容易满足,可使速度出现低频振荡。为了保证系统正常工作,克服电流断续对系统动态性能的不良影响,在电流环内引入电流自适应环节是非常必要的。

为了使调速系统在电流断续区与电流连续时具有同样的动态性能,就要求电流断续后的电流环的开环传递函数与电流连续时相同。据此,设计了能根据电枢电流断续的程度自动改变其动态参数的电流自适应调节器,有的系统还设置电流前馈环节以改善电流断续区性能,均都取得了较好的效果,在提升机直流传动系统中也得到了比较广泛的应用。

(2) 速度自适应调节。在磁场可逆的 V-M 可逆调速系统中,当磁场可逆过程中,有一段磁

场电流脱离满磁的变化过程,此时磁场电流是变化的,而且小于额定励磁电流。但速度环的动态校正方法一般仍采用电枢可逆(恒定磁场)的直流调速系统的校正方法,由于磁通的减小使得速度环的开环增益减小,致使速度环的截止频率减小,响应变慢,又使速度环的相角裕量减小,稳定性变差,超调量变大,有可能出现低频振荡。为了解决磁场可逆的直流可逆调速系统在弱磁时出现的稳定性变差的问题,速度调节器可以改用自适应调节器,即让速度调节器的比例系数随磁通的变化而自动地改变,从而保证在磁通变化时速度环的动态性能不变。在矿井提升机传动系统中也有使用速度自适应调节的例子。

(3) 转矩的单值调节。对于速度、电流双闭环调速系统中,速度调节器的输出信号的大小和极性,表示系统对电动机转矩的大小和极性的期望值。

在提升机的电枢可逆的可逆调速系统中,转矩的调节是在恒定磁场前提下,按照速度调节器的输出信号的控制,由电枢电流的调节来完成的。转矩与速度调节器的输出信号是成正比的,呈线性关系,即转矩由速度调节器的输出信号单值控制,也就是说转矩是由电枢电流单值调节的。

但在提升机的磁场可逆的可逆调速系统中,情况却不相同:速度调节器的输出信号分成两路,分别去控制电枢回路和励磁回路。在励磁电流为正或负的满磁情况下,这和电枢可逆的可逆调速系统一样,转矩是由电枢电流单值调节的。可是,在励磁电流可逆的过程中,电枢电流和励磁电流是同时变化的,转矩是由电枢电流与励磁电流的乘积决定的,所以转矩与速度调节器的输出信号呈平方关系。在此区间内转矩很小,对系统的动态调节不利。欲改善这种关系,可以在电枢回路设置电枢电流最小值限制电路,构成转矩的单值调节。单值调节在调节电枢电流时,磁通不变;在调节磁通时,电枢电流不变。具有转矩单值调节功能的磁场可逆的直流可逆调速系统,见图 6.4-14。电枢电流最小值限制电路的特性,见图 6.4-15。采用转矩单值调节后,转矩反向的静态特性,见图 6.4-16。

采用转矩单值调节,有利于系统的动态校正,并且,一般电枢电流最小值的限制都取得较大,约为电枢额定电流的 30%~40%,使得电枢电流连续所需的电感量可大为减小,

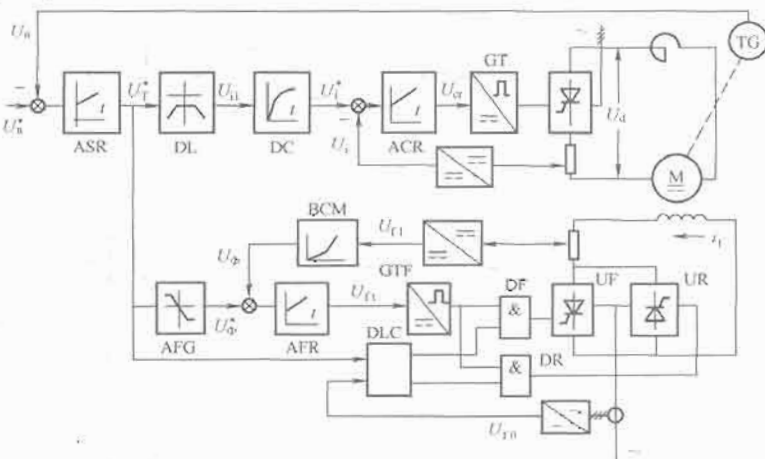


图 6.4-14 具有转矩单值调节功能的磁场可逆的直流可逆调速系统

ASR—速度调节器; DL—最小值限制电路; DC—延迟环节;  
ACR—电流调节器; GT—电枢触发器; BCM—励磁电流—磁  
通变换器; AFG—励磁电流给定值调节器; AFR—励磁电流  
调节器; DLC—逻辑控制器; GTF—磁场触发电路;  
DF、DR—磁场正反组脉冲通道

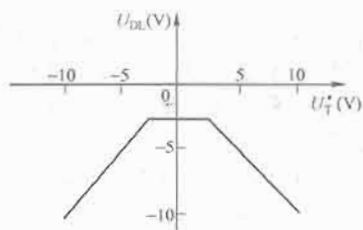


图 6.4-15 电枢电流最小值限制电路的特性

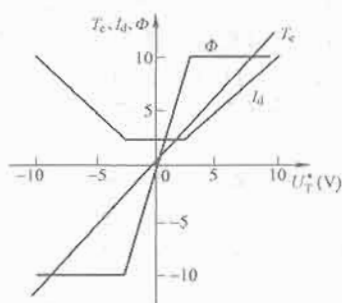


图 6.4-16 采用转矩单值调节后转矩反向的静态特性

因而可减小滤波电抗器的体积，甚至不用滤波电抗器。

(4) 复合控制。在反馈控制系统中，是靠偏差信号来控制的。因此，为了获得较好的动态品质只能希望动态偏差小一些，却不可能使偏差为零。为了提高系统的精度和稳定性，常在反馈控制系统中增加一个附加的前馈校正，称为复合控制。

在矿井提升机直流可逆调速传动系统中，采用复合控制是基于以下三个方面的考虑：消除速度误差，消除由静转矩产生的在初加速段及初等速段的速度跟随误差，防止在开车初期产生的提升容器下坠。

在反馈控制系统中，速度给定与速度反馈的误差信号经过速度调节器，其输出信号直接加在电流调节器的输入端作为电流环的给定信号。前馈控制是在此基础上，把速度给定

信号通过新增加的前馈环节，其输出信号再叠加在电流调节器的输入端。只要把前馈环节按照不变性条件去设计，并且精心调试，就应能提高系统的跟随精度，做到跟随误差为零。

(5) 全数字化控制。全数字化调速系统与模拟系统相比具有如下优点：

1) 提高了调速性能。由于测速采用数字化，能够在很宽的范围内高精度测速，所以扩大了调速范围，提高了速度控制的精度。另一方面，一些模拟电路难以实现的控制规律和控制方法，例如各种最优控制、自适应控制、复合控制等都变得十分容易了，从而使系统的控制性能得到提高。

2) 提高了运行可靠性。由于硬件高度集成化，所以零部件数量和触点大大减少；很多功能都由软件来完成，使得硬件得以简化，因此故障率大大减小。另外，数字电路的抗干扰能力强，不易受温度等外界条件变化的影响，没有工作点的温漂等问题，所以运行的可靠性高。

3) 易于维修。由于计算机具有存储、显示、记录等功能，可以对系统的运行状态进行检测、诊断、显示和记录，并对发生故障的时间、性质和原因进行分析和记录，所以维修很方便，维修周期变短。

4) 提高了自动化程度。全数字控制系统均具有完善的通信功能，使传动级与基础自动化实现可靠接入，从而构成具有很高自动化程度的完整的控制系统。

5) 易于组态。由于全数字系统提供了非常丰富的标准功能块，可以任意组态和连接，这为构建各种不同的控制结构创造了条件，因此适用性更广。典型的全数字控制简图见图 6.4-17。

鉴于上述原因，目前的直流电气传动系统，已经全面由模拟控制换代为全数字控制系统，上述的矿井提升机所有的直流传动系统，原先广泛使用的模拟控制方式已经全部被淘汰，它只存在于早期建造的项目中，正面临着换代改造。新上项目已经毫无例外地全部使用全数字化控制系统。

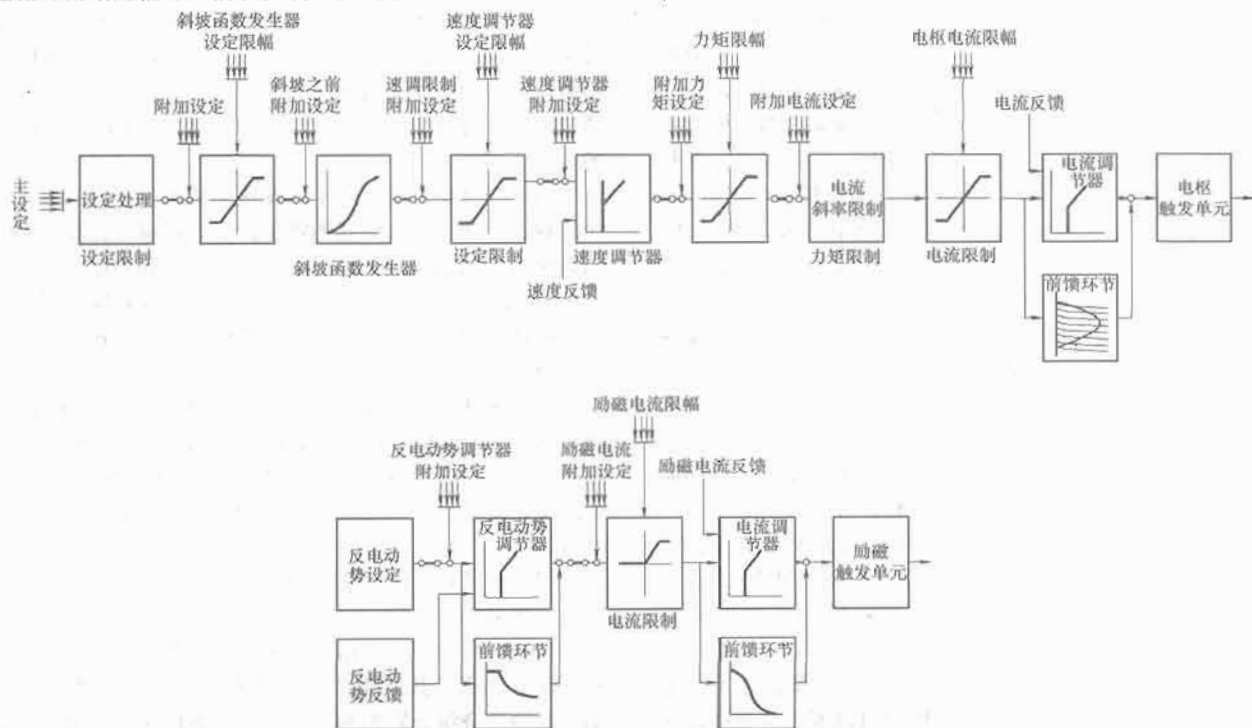


图 6.4-17 典型的全数字控制简图

### 1.3 矿井提升机交流电气传动系统

交流电动机与直流电动机相比有许多优点,但交流电动机由于其数学模型的非线性、强耦合,使得不容易实现平滑、无级、宽范围调速。对于控制性能要求不高的、单水平矿井提升机,简单的线绕转子异步电动机的转子回路逐级切电阻的交流传动系统被大量使用。对于控制要求高、大容量、低速直联传动的矿井提升机,若采用交流传动,则选择交—交变频和中压交—直—交变频调速方案比较合适。

#### 1.3.1 简单的交流调速系统

使用线绕转子异步电动机,在转子回路串入多级电阻,用有级切换电阻的方法进行调速,这实质上是交流电动机的调压调速方式。虽然这种系统的损耗大、控制性能差,但其价格便宜,目前我国大多数矿井提升机还是采用此种方案。转子回路串入的电阻一般有三种:金属电阻、液体电阻和金属水冷电阻。

提升机在减速段常出现负力,故多采用动力制动。这时电动机的定子必须从交流电网切断,另加直流电源装置给定子某一绕组供电,使提升机切换到动力制动区,电动机变为发电机运行,它将机械能变为电能消耗在转子电阻上。制动负力的大小是流入定子的直流电流和转子串入电阻的函数。控制定子电流或转子电阻,则提升机的速度沿着一簇特性曲线下落到某一低速点。在制动减速时,都接入测速反馈,尤其是当直流电源采用晶闸管变流装置时,由于其动作迅速,使制动过程可以做到接近给定速度曲线。

提升机减速完成后,转入速度很低的爬行运行,而且常常需要电动机作电动运行,故单纯的动力制动装置不能实现低速爬行。要解决此类问题,还需其他辅助设备。目前有脉冲爬行、微拖动爬行和低频爬行三种方法:

(1) 脉冲爬行。脉冲爬行是在爬行阶段上接入大电阻,手动或自动地多次通断电动机电源的方法。这种方法由于机械特性较软,不易控制,多次通断电动机对机械和电气设备都会产生冲击,应用不多。

(2) 微拖动爬行。微拖动爬行需加装一套微拖动装置。它由容量较小的线绕转子异步电动机、减速器、气囊离合器和压气装置等组成,并与主提升电动机相连。在爬行段,主电动机脱离电网,接通微拖动电动机,气囊离合器充气,提升罐笼由于再经过减速器而获得爬行速度。因速度低,微拖动电动机容量可以选得很小,又因运行在自然特性曲线上,使其特性较硬,速度稳定,便于控制,故获得较多的应用。但它使提升机加装一套设备,还需要压气能源,加大占地面积,因此限制了其应用范围。

(3) 低频爬行。低频爬行时使用低频电源供电的频率控制系统,实现低频发电制动和低频爬行,可以比较经济合理地兼顾减速和爬行两个阶段。它与其他方法相比有如下主要优点:

1) 在减速段可以较准确地按给定速度曲线运行,同时还能节约电能,制动性能好,安全可靠。

2) 由低频发电制动减速到低频爬行是自然过渡的,不需要进行任何主电路转换。而动力制动只能解决制动减速段,不能解决爬行问题,爬行段还需另设微拖动装置。

3) 在低频供电时,提升电动机可以在自然特性上按电动或发电状态连续低速稳定运行,因而可以安全可靠地用来检查和更换钢丝绳,检查和修理井筒,低速下放和提升

重物。

低频电源一般是用变频装置将 50Hz 工频交流电转换为所需要的 2~5Hz 的低频交流电,主要有低频发电机组和晶闸管交—交变频器两种。它们都可以方便地调压和调频,以满足减速和爬行阶段的要求。

低频发电机组包括低频发电机、拖动电动机和励磁装置。低频发电机用一台异步电动机拖动,三相整流子变频器作为低频发电机的励磁机。在调节系统中,为了自动地连续调节低频励磁电压,采用小容量同步发电机作为整流子变频器的可调电压电源,小容量异步电动机作为同步发电机和整流子变频器的拖动电动机,同步发电机同它用联轴器连接,整流子变频器用皮带传动。这种装置的特点是运行可靠,过电压、过电流能力较强,低频电压波形较好,不足之处是有旋转部分、维修困难、设备多、占地面积大。

晶闸管交—交变频器直接把频率和电压固定的交流供电电源,变换成频率和电压可变的交流电源,因而效率高,有利于节能。这种静止变流器作为低频爬行电源,应用已经越来越普遍了。实际上,它可被看成是由三组可逆整流器合成的,其特点是体积小、重量轻、无噪声、效率高、维修方便。

#### 1.3.2 交流变频调速系统

现代大容量矿井提升机多采用低速大转矩直流电动机直联方案,由于省去了减速齿轮箱,因而具有机械结构简单、占地面积小和机械效率高等优点,但与高速电动机相比,由于电动机的体积和质量显著增加,则又带来效率降低、 $GD^2$  增大等缺点,因而使提升机在加速段需要更大的瞬时功率。

目前,容量超过 2000~3000kW 的矿井提升机低速直联拖动系统,已开始采用低速同步电动机交—交变频调速系统。因为同等容量、同等转速的低速同步电动机与直流电动机相比,具有重量轻、体积小、效率高和  $GD^2$  明显小等优点。而  $GD^2$  小可以加快传动系统的过渡过程和减小电动机的平均功率,还可以缩短提升机抱闸停车时间。

交—交变频器的工作原理决定了变频器的输出频率最大只能达到输入电源频率的 1/3 左右,因此,配套同步电动机的额定频率通常设计得比较低。所以交—交变频器—同步电动机调速系统非常适用于低频、低速大容量的矿井提升机场合。

但同步电动机交—交变频调速系统也存在着以下三个方面的缺点:交—交变频器的容量比同等容量的直流电动机拖动系统的变流器容量增大很多,例如,与磁场可逆系统相比,大约增加一倍左右,因此其装置价格也就偏高了;交—交变频器的功率因数比直流系统的低,谐波也相对较大;控制电路复杂。

由于采用数字控制系统,控制电路复杂的问题得以解决;加上采用静态或动态无功补偿及相应的谐波补偿措施,虽然总体上价格还偏高一些,但在大容量矿井提升机中同步电动机交—交变频调速系统还是显示了非常好的应用前景。

用于矿井提升机的典型同步电动机交—交变频调速系统的主电路见图 6.4-18。

这是一套典型的电路,主传动电动机是一台 3200kW 他励同步电动机,其定子结构为两套三相绕组,通常接成星形。这两套绕组分别由两套相位和幅值相同的三相交—交变频电源(6 个单相变频器)供电,而这 6 个单相交—交变频



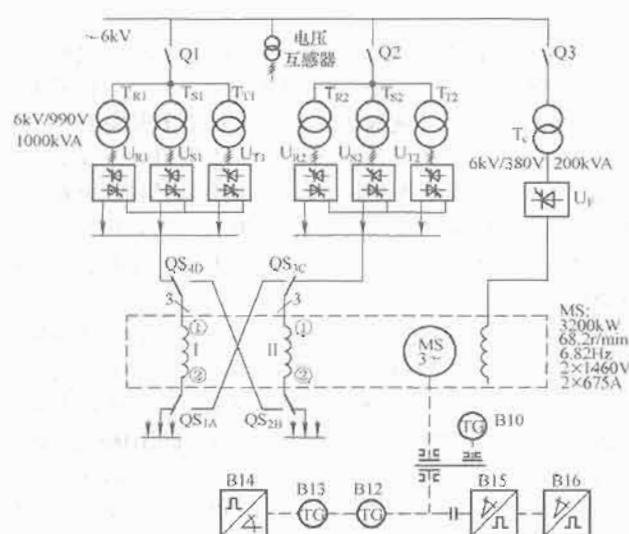


图 6.4-18 典型的同步电动机交—交变频调速系统的主电路

器都是晶闸管反并联的可逆变流器（一般使用逻辑无环流切换方案），并分别由6台整流变压器供电。在变频电源与定子绕组之间，增设了4台三极隔离开关作为应急开关。其目的是，当任意一套变频器故障时，可将两套定子绕组串联由另一套变频器供电，电动机可半速运行。同步电动机的转子励磁电源由一套晶闸管整流器单独供电。

同步电动机交—交变频调速系统按磁通定向的矢量控制，可以获得与直流电动机一样的四象限运行特性。为了实现矢量控制，变频器设有电源侧电流检测环节（定子电流实际值）、变频器输出电压检测环节（定子电压实际值）以及零电流检测环节。转速反馈信号由轴角编码器提供，转子位置角信号由另一台轴角编码器提供。

中压变频调速主电路方案较多，其中三电平方案由于功率器件数少、主电路结构简单、实现制动能量回馈容易，具有四象限特性的三电平中压变频调速比较适合应用于矿井提升机，随着主功率器件耐压的提高，用三电平方案的中压变频调速系统改造提升机老系统或配套新系统将成为可能。

另外，随着相关技术的不断完善和发展，适应于大容量调速的其他方案，如双馈调速等都将成为矿井提升机传动的可选方案。

#### 1.4 矿井提升机的综合自动化控制

由于矿井提升机所处的关键地位，对矿山生产及安全起着非常重要的作用。除了传动系统的可靠运行之外，整个提升系统的控制、监视及保护措施的完备与否也是至关重要的。随着控制、计算机、通信、网络等技术的发展，目前国内外生产的提升机，其电气保护措施由原来的继电器或半导体逻辑单元发展到多PLC（可编程控制器）、智能仪表的数字控制以及上位工控机监控的网络控制。网络形式有工业以太网、PROFIBUS现场总线等。

##### 1.4.1 计算机控制系统

(1) 上位机监控系统。随着计算机技术的发展，目前上位监控系统主要采用工控机、工控机与触摸屏一体机和打印机等。上位机监控系统主要实现人一机通信、监视、控制与操作，系统运行状态、速度曲线、电流曲线、当前故障、生产报表显示。打印机可以实时打印事故记录、生产报表、系

统运行数据。同时，上位监控系统可以同全矿的生产、管理系统交换数据，实现网络化控制。

(2) 主控PLC系统。主控可编程控制器PLC是网络控制系统的主站，完成整个提升电控系统的信号处理，数据运算，通信控制，系统管理等。

(3) 控制保护PLC。控制保护可编程控制器（PLC）根据外部输入的有关数字开关量、输入模拟量、光电编码器脉冲等信号进行逻辑运算、数据计算，完成提升机的起动、运行、停车等整个提升过程的运行控制及保护，主要功能如下：

- 1) 行程控制。
- 2) 提升控制及中间闭锁。
- 3) 安全电路。
- 4) 井筒信号控制及连锁。
- 5) 过卷监控。
- 6) 起速监控。
- 7) 速度包络线监控。
- 8) 逐点速度监控。
- 9) 液压站控制和恒减速控制。
- 10) 钢丝绳滑动监控。
- 11) 转矩（电流）监控。
- 12) 整流桥缺臂监控。
- 13) 闸瓦磨损监控。
- 14) 弹簧疲劳监控。
- 15) 电源故障监控。
- 16) 磁场电流监控。
- 17) 控制系统故障监控、报警。
- 18) 故障诊断、记忆。
- 19) 过电压。
- 20) 过电流。
- 21) 错向。
- 22) 测速发电机监控。
- 23) 轴编码器监控。
- 24) 定转子接地监控。
- 25) 电动机和变压器温度监控。
- 26) 快熔熔断监控。

##### 1.4.2 数字监控器

提升机实际上是一个位置控制系统，提升机电控装置要求设置可靠的位置检测环节，准确地检测出提升机容器在井筒中位置，如减速点、停车点、过卷点及相对应的位置，必须控制提升机可靠地减速、停车。过去，提升机位置检测是机械式行程监控器，同时安装井筒位置开关来检测提升容器的实际位置，而这种检测方式精度很低，并且井筒开关易损坏，且更换不方便，严重影响生产及人身安全。

随着数字技术的发展，可编程控制器的普遍应用，数字监控器代替机械式监控器和井筒开关，作为提升机安全运行的后备保护。数字式监控器主要功能如下：

- (1) 接收光电编码器脉冲信号，计算提升机运行速度和容器实际位置。
- (2) 最佳减速和水平到位信号。
- (3) 根据提升机运行速度图预设的速度包络线，检测提升机运行速度，作为等速段、减速段和爬行段速度保护。
- (4) 给出闸控系统预闸、施闸信号。
- (5) 钢丝绳衬垫磨损校正。

### 1.4.3 信号和装/卸载系统

(1) 对于副井提升系统, 信号控制根据井口、井底罐笼的位置状态, 操车的工作状况, 安全门、摇台是否到位, 人员、设备是否就绪, 向提升机主电控发出允许开车信号。

(2) 对于主井提升系统, 装/卸载控制根据箕斗的位置状态, 装/卸载是否完毕, 由信号控制向提升机主电控发出允许开车信号。

### 1.4.4 现场总线网络控制

某提升机电控系统采用 Profibus-DP 现场总线的网络控制系统。多套可编程控制器、远程 I/O、全数字直流调速装置、上位工控机通过 Profibus-DP 现场总线构成整个提升系统的网络控制系统。Profibus-DP 现场总线网络拓扑结构见图 6.4-19。

上位监控系统通过 CP5611 通信处理器与主控西门子 PLC S7-400 相连接, 主控 PLC 通过 Profibus-DP 总线与传动装置、控制保护系统、数字监控器、远程 I/O 信号设备连接, 组成 Profibus-DP 现场总线控制系统。

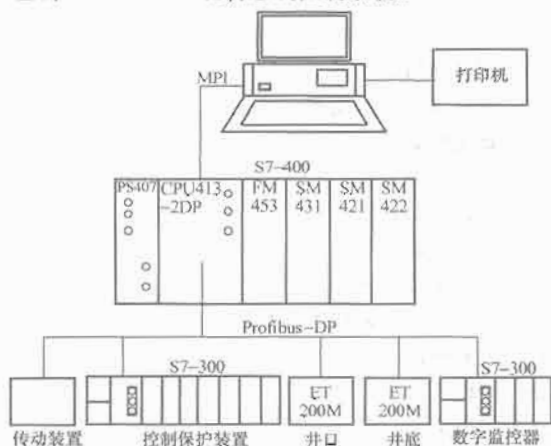


图 6.4-19 PROFIBUS-DP 现场总线的网络控制系统

## 2 矿山挖掘机械的应用

### 2.1 矿山挖掘机设备及其特点

露天矿单斗挖掘机是一种历史悠久、适应性强、应用广泛的采装设备。自 19 世纪末它就开始应用于露天采矿工程。经过一百多年的研究和改进, 特别是近四十年的改造, 在动力能源方式、机械结构型式、机件的强度及操作控制等方面, 都有了重大的发展。由于它具有铲取挖掘力大、作业稳定、安全可靠和生产效率高等突出的优点, 至今仍然是露天采矿工程及其他土石方工程中主要的挖掘和装运设备。

挖掘机是完成采装作业的主要机具。其功能是将矿岩从较软弱的矿岩实体或经爆破后的爆堆中挖取并装入某种运输工具排卸到采场外部。先进的矿用挖掘机是实现强化开采的主要手段, 在某种意义上说, 某矿挖掘机全年实际生产能力的总和即为该矿的年采剥总量。因此, 使挖掘机具有良好的作业性能, 提高它的生产效率, 对确保矿山采剥计划的完成具有重要意义。

露天矿用于采装矿岩的挖掘机, 其工作条件非常恶劣, 特别是矿岩硬度较高时, 经常出现较大的冲击负荷, 甚至堵转。这就对挖掘机的电气传动系统提出了很高的要

求。

挖掘机通常又称电铲, 这是将电作为动力应用到挖掘机上以后才逐渐得名的。最初的挖掘机根本不用电, 世界上第一台原始挖掘机是在俄国矿冶科学家罗蒙诺索夫倡导下于 1809 年制成, 它用人力作动力。1834 年俄国又制成了用蒸汽机驱动的仍属原始状态的挖掘机。两年后美国人奥基斯设计了比较像样些的“蒸汽挖掘机”, 但它的机架和悬臂 (也称动臂) 仍是木质的。到了 1889 年才出现了世界上第一台电动挖掘机。

自从电力应用到挖掘机上以后, 挖掘机得到了飞速地发展。1900 年制成了铁道行走式挖掘机。1905 年美国沃茨设计了柔性传动的绳铲。直到 1911 年美国学者毕塞露斯制成了履带行走式挖掘机才最后奠定了现代挖掘机的模式。同年美国成立了“毕塞露斯公司”经营这种大型采掘设备。直到目前我国引进的 195-B、280-BCL、295B、395B 型挖掘机仍属美国毕塞露斯—伊丽公司 (BUCYRUS ERIE, 简称 BE 公司) 的产品。

我国的挖掘机制造业是从新中国成立以后仿造前苏联产品起步的, 以抚顺挖掘机制造厂和太原重型机器厂为主要生产厂家, 先后制造出国产 W501、W1001、W-4、WK-4、D-4 型挖掘机。20 世纪 80 年代后又制造了以 WD-1200 型为代表的 12、16、20、23m<sup>3</sup> 挖掘机。但从挖掘机发展历史及我国的矿山采场配备情况看, 国产 4~8m<sup>3</sup> 挖掘机是我国露天矿山的主体生产设备。

#### 2.1.1 矿山挖掘机的类型

单斗挖掘机按其驱动动力不同可分为电力挖掘机和柴油挖掘机, 按其传动方式分为液压传动挖掘机和机械传动挖掘机, 按挖掘机的行走方式区分为履带式挖掘机和轮胎式挖掘机两种。我国大多数露天矿多采用电力驱动机械传动履带式挖掘机。

依据铲斗形式, 单斗挖掘机有正铲挖掘机和反铲挖掘机两种, 我国金属露天矿山正常生产采装主要使用正铲挖掘机。反铲挖掘机仅在一些特殊的情况下适用, 如开采水平矿体或缓倾斜矿体, 台阶表面不平整时, 用反铲挖掘机铲刮和清扫表面岩土; 矿体底板不平整、不适于车辆行走时, 用反铲挖掘机进行下挖平装采掘。

#### 2.1.2 矿山挖掘机的主要构造

矿山履带式单斗挖掘机一般由提升 (俗称大车)、推压 (俗称二车)、回转、行走四个主要机构组成。由于挖掘机的“挖掘”作业主要依靠推压和提升来完成, 因此, 又将这两部分统称为工作装置。其基本构造形式如图 6.4-20 所示。

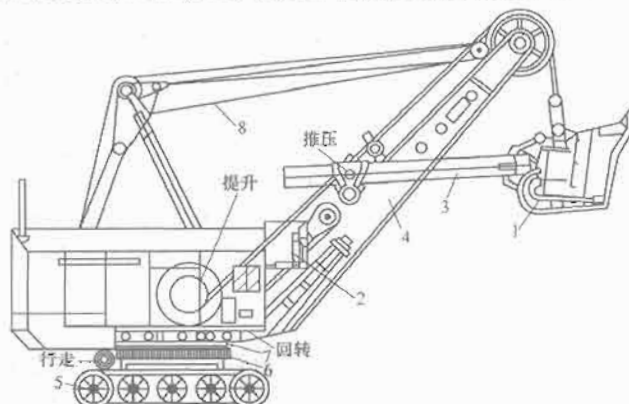


图 6.4-20 挖掘机基本构造示意图

1—铲斗; 2—开斗; 3—铲杆; 4—起重臂;  
5—履带支承; 6—齿盘; 7—跑轮; 8—提升钢丝绳

挖掘机的主要工作部件包括铲斗及开斗机构、铲杆及推压机构、起重臂及提升机构、履带支承及行走机构、齿盘和行星轮—跑轮组成的回转机构等。铲斗的提升是利用车体内的提升卷筒和提升钢绳实现的。

推压机构是挖掘机最重要的工作部件，目前国内外挖掘机的推压方式有两种：齿条推压和钢绳推压。这两种推压方式各有优缺点：齿条推压机构具有使用寿命长，铲斗下铲准确，动作灵敏，能可靠地铲取矿岩等优点，但其工作时的噪声大；钢绳推压机构具有电动机负载平稳，推压时冲击振动小，维护检修方便等优点，但其钢绳的使用寿命较短。

挖掘机的回转盘部分是挖掘机上部设备和工作装置的机座，上面装有提升绞车、回转机构、中心轴、双足支架、电气部分及压气设备，前部为司机室和操纵机构，后部为平衡配重箱。

挖掘机的行走部分是整个设备的支撑基座，用以承受回转盘上面所有机构的重量，并装有行走机构，可以前后行走和左右转弯。

挖掘机的电气部分包括高压配电设备（含拖缆装置）、变压器、低压配电设备、整流设备、电动机、照明及辅助电气设备等。

现代的大中型挖掘机为改善劳动条件，保护设备安全运转装有一系列辅助设施，如司机室内设有空调装置，以保护室内气温适宜；用鼓风机鼓入过滤后的清洁空气；各部电动机有散热风扇；挖掘机各部件的集中润滑系统等。

## 2.2 矿山挖掘机电气传动系统的特点

矿山挖掘机按传动电动机的形式，分为直流电动机传动挖掘机和交流电动机传动挖掘机两种。直流电动机传动挖掘机又经历了三绕组矿山挖掘机、磁放大器矿山挖掘机和晶闸管矿山挖掘机的发展阶段。三绕组矿山挖掘机、磁放大器矿山挖掘机所使用的直流电由交流电动机同轴带动直流发电机旋转，进而发出的直流电，用于驱动其运转。

### 2.2.1 三绕组矿山挖掘机

三绕组矿山挖掘机的原理图见图 6.4-21。

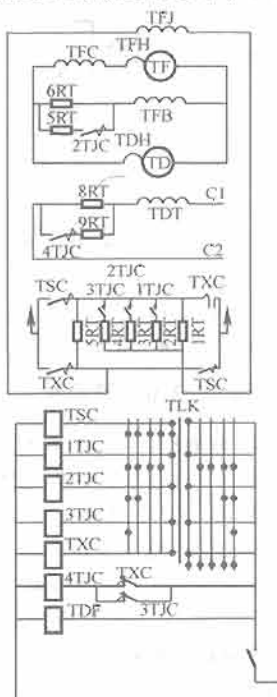


图 6.4-21 三绕组矿山挖掘机提升控制原理图

挖掘机上的提升、推压、回转与行走四个发电机都是直流三绕组发电机。三绕组发电机的主极上有他激、并激和串激三种激磁绕组。三绕组挖掘机也由此得名。三绕组中他激绕组的激磁电流是由激磁机供给的，它决定着发电机的输出电压大小及方向。并激绕组跨接在电枢的出线端，由这种绕组形成的磁场的强度决定于发电机的端电压，发电机输出电压越高并激绕组形成的磁场越强。串激绕组串接于发电机电枢绕组回路中，串激绕组形成的磁场强弱取决于发电机的电枢电流。

### 2.2.2 磁放大器矿山挖掘机

磁放大器从 20 世纪 70 年代开始应用于挖掘机控制系统之中，从用电设备上说，它比三绕组矿山挖掘机减少了一台激磁发电机。激磁发电机的功能由磁放大器代替。同时，这种挖掘机也取消了构造比较复杂的三绕组发电机，而采用了比较通用的发电机。我国的 WK-4 型挖掘机就是磁放大器矿山挖掘机。图 6.4-22 就是磁放大器矿山挖掘机提升控制原理图。

20 世纪 80 年代开始应用小型磁放大器加上小容量晶闸管构成 WD-400 型挖掘机，即所谓晶闸管矿山挖掘机。无论磁放大器矿山挖掘机或晶闸管型矿山挖掘机，从用电设备上说，都主要是取消了激磁发电机，而对发电机、电动机他激绕组实行静态供电。

### 2.2.3 矿山挖掘机的“挖掘”特性

由于挖掘机装载矿岩的工作条件非常恶劣，特别是在爆破不好的情况下挖根底作业，经常出现过大的冲击载荷，使推压和提升电动机出现“堵转”。这在其他领域属于不正常的运转状态，而对于从事“挖掘”作业的挖掘机却是“正

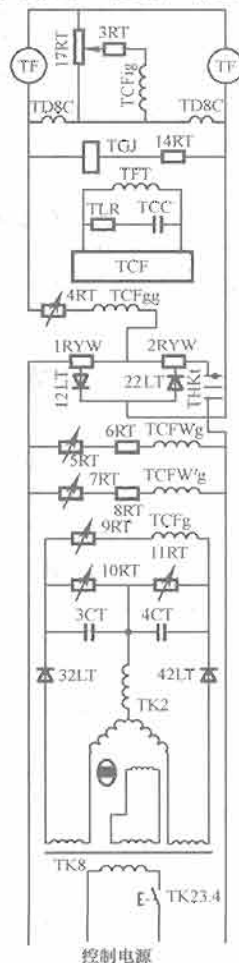


图 6.4-22 磁放大器提升控制原理图

常”的工作状态。这就要求挖掘机的电气传动系统既要满足生产工艺的特殊要求,又要保障设备不受损坏。

为了满足“挖掘作业”的特殊需求,通常的做法是,限制堵转电流(一般是电动机额定电流的2倍)和堵转时间(一般为3~5s)。理想的挖掘机机械特性曲线如图6.4-23所示。

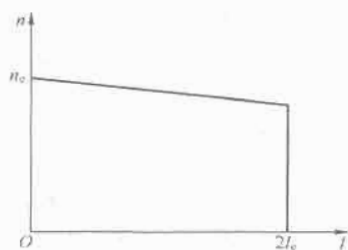


图 6.4-23 理想的挖掘机机械特性曲线图

## 2.2.4 矿山挖掘机负荷对电气传动系统的要求

(1) 在正常工作范围内负荷增大时转速下降很小,保证设备具有较高的生产率。

(2) 当负荷超过允许值时,如铲斗在清理岩石根部或大块矿石被卡住时,转速就迅速下降并自动限制堵转电流,保证机电设备不受损坏;当负荷减小时,电动机又能自动加速重新开始作业。

(3) 铲斗的提升、推压和回转机构处于频繁的起制动和正反转,快速的过渡过程是不可缺少的。

(4) 挖掘机电气传动系统应满足露天作业的要求。如震动剧烈、粉尘大、四季和昼夜温度变化大等。

(5) 挖掘机的一个工作循环由开始挖掘、重斗转向卸载点、铲斗对位卸载、空斗转回工作面这四个连续的操作环节构成。特别是挖掘环节是由提升、推压和回转三个机构的联合运动实现的,而各运动的供电系统是相对独立的,因此要求各控制系统必须协调准确。

这些特殊苛刻的要求,使电气传动新技术在挖掘机上的应用受到很大限制,像晶闸管、交流变频、可编程控制器(PLC)在挖掘机上的应用比其他领域晚10~20年。

## 2.3 矿山挖掘机全数字直流传动系统

晶闸管全数字直流传动挖掘机与电动机—发电机组挖掘机相比,就是取消了电动机—发电机组,改用晶闸管变流技术,通过晶闸管的整流,把交流电变成直流电。晶闸管的导通是可以控制的,通过改变晶闸管的触发角能够得到负载所需的直流电压,晶闸管的关断是不能控制的,而是通过线路的组成和晶闸管的换相来解决。所谓“全数字”,就是针对模拟控制电路而言,它采用了计算机控制器和可编程控制器(PLC)实现对整个系统的控制。下面仅以选用德国西门子 SIMOREG 6RA70 系列全数字直流传动装置在国产 4M<sup>3</sup> 挖掘机上的成功应用为例,介绍其电气传动系统的特点、性能及组成。

### 2.3.1 系统的特点

(1) 反应速度快。采用四象限工作装置,功率部分电路为反并联三相全控桥,正反桥切换时间最长为100ms,它甚至可以从启动命令发出算起,在10ms达到额定转矩。

(2) 抗震性能好。线路板上表面贴装元件具备抗震能力;线路板上像电容、小型变压器采用打卡子或胶粘来增强抗振能力,每台设备整机加上减振器。这样每台设备抗振能力会达到1G,完全满足生产工艺要求。

(3) 散热好、噪声小。功率部分散热器热管散热技术,强迫风冷,由于晶闸管结温热能可以通过热管迅速导出,散热效率高,单位体积下的出力大。

(4) 结构简洁。积木式结构设计,给维护带来方便,各装置的主控板、电源、触发板规格完全统一,可以互换。

(5) 耐低温。储运温度为50~-70℃;主控室配备空调系统,可使室内运行温度达50~-30℃。

(6) 可控励磁系统。电动机励磁采用单相半控桥,电流环保证不至于因为励磁回路由于温度变化引起电阻变化而造成的电流改变→磁场改变→速度改变。

(7) 实现两组调速系统的转换。一台调速装置可交替控制两台不同的电动机,解决了回转与行走共用一台整流器的问题。

### 2.3.2 系统的组成及性能

系统由整流变压器、控制柜、整流功率柜和人机界面等组成。在控制柜内安装全数字化的提升、推压、回转整流控制器和可编程控制器,各种运行控制信号由原主令控制器发出,分别送至提升、推压、回转整流控制器,经控制器运算后分别向各自整流柜发出控制指令,控制各直流电动机运行。

与此同时,可编程控制器实时监测系统运行状态,当某一部位发生严重异常情况时,通过安装在司机室内的人机界面和指示灯及时向操作者发出报警信息,并封锁各系统,防止事故发生。其电气系统图单线图(以4m<sup>3</sup>挖掘机为例)见图6.4-24。

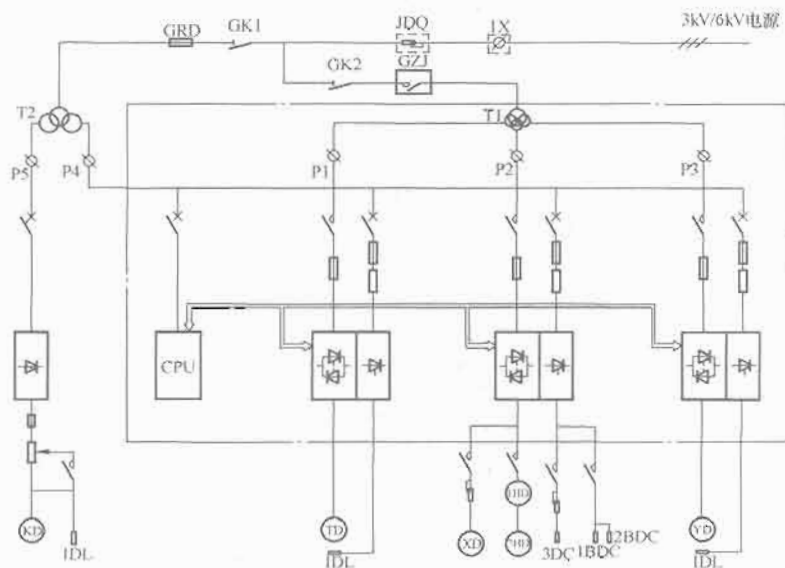


图 6.4-24 电气系统图

T1、T2—整流变压器; TD—提升电动机; XD—行走电动机;  
HD—回转电动机; YD—推压电动机; KD—拉门电动机

## 2.4 矿山挖掘机全数字交流传动系统

目前露天采矿实现强化开采的主要手段还是依靠具有先进性能的挖掘机,而电气传动系统的先进性对矿山挖掘机的性能有至关重要的影响。近20年来,我国露天采矿使用的挖掘设备发展和更新很快,引进了许多的全交流变频调速传动挖掘机,使得我国露天采矿工业的面貌有了很大转变。下面以美国B&E公司的395-B型挖掘机为例介绍其电气传动系统的性能、特点及速度转矩特性。

### 2.4.1 系统的组成

395-B型挖掘机的标准斗容26.0m<sup>3</sup>,提升机构选用一



台 895kW 的交流鼠笼式电动机,推压机构选用一台 240kW 的交流鼠笼式电动机,回转机构选用两台 200kW 的交流鼠笼式电动机,行走机构选用 635kW 的交流鼠笼式电动机,采用钢绳推压方式和行走系统的下部传动。该挖掘机整个电气控制系统采用西门子公司变频调速控制系统,其电气传动主回路见图 6.4-25。4 台相同的 790kVA 的 PWM 逆变器由公共直流母线供电,直流母线由晶闸管三相全控不可逆整流桥构成。

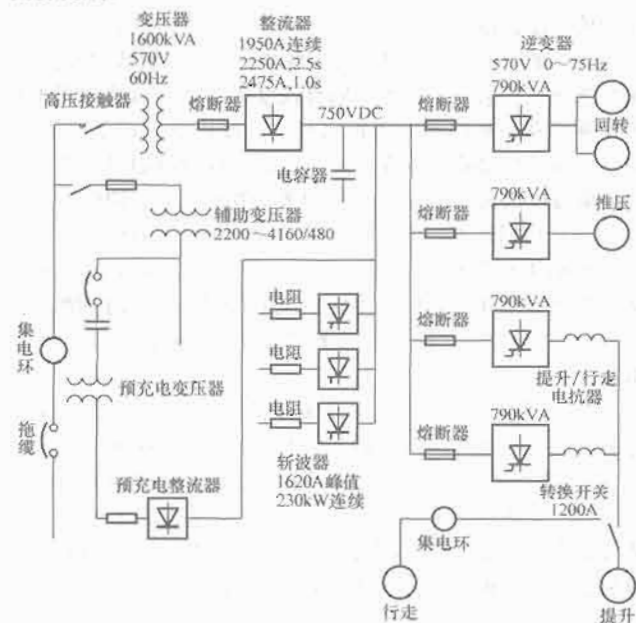


图 6.4-25 电气传动主回路图

这 4 台逆变器分别供给提升电动机、推压电动机与回转电动机,挖掘机行走时不允许提升电机工作,通过转换开关可以决定两台并联的逆变器是控制行走电动机还是控制提升电动机。该系统制动时采用储能电容器加阻尼电阻能耗制动的组合方式。395-B 型挖掘机传动系统的制动方式也可以采用回馈制动的方式,只需增加一台三相全控桥逆变器,把它与整流器一起并联到母线上,就能实现。

#### 2.4.2 系统的速度转矩特性分析

395-B 型挖掘机变频调速控制系统的速度转矩特性如图 6.4-26 所示。从图 6.4-26 中可以看出,该速度转矩特性可以大致分为三段,即 AB 段、BC 段和 CD 段。AB 段称为启动段,BC 段称为调速段,CD 段称为正常负载运行段。AB 段基于恒转矩调速,BC 段基于恒功率调速,CD 段基于高频下的自然机械特性的一段。这种特性与传统的直传动方式的挖掘机下垂特性相比,存在着明显的差别。为便于分析,将相同容量的直传动的速度转矩特性也在图 6.4-26 中以虚线标出。

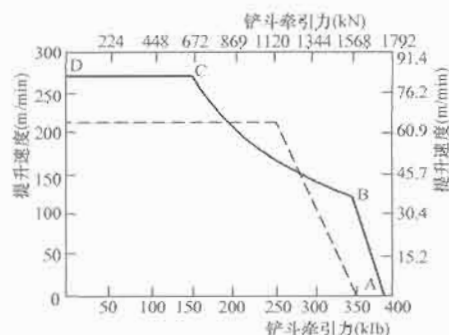


图 6.4-26 速度转矩特性图

(1) AB 段 (恒转矩调速)。恒转矩调速通常采用恒磁通变频调速 (VVVF) 原则,即保持电动机定子电压  $U_1$  随电源频率  $f_1$  成正比变化的调速方式。它适应于挖掘机经常工作于堵转状态的机械设备的运行条件。

$U_1/f_1$  为常数时,可画出一簇速度转矩特性曲线,如图 6.4-27 所示。

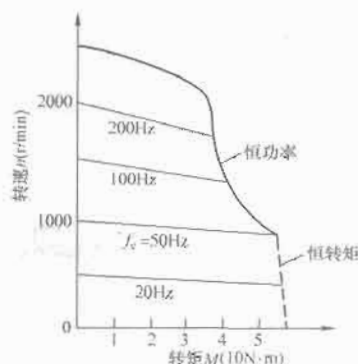


图 6.4-27 带弱磁升速的速度转矩特性图

为了满足在调速过程中  $U_1/f_1$  不变的控制要求,变频调速系统在辅助逻辑电路的触发脉冲发生器环节前设置了频率/电压鉴定环节,以保证电压控制回路与频率控制回路的协调。

由图 6.4-27 可见,在 AB 段调速过程中基本可以保持恒转矩。即使如此,各特性的临界转矩  $M_1$  也存在着随频率  $f_1$  的降低而减少的趋势,难以保证启动时的恒转矩要求。造成低频时临界转矩的下降是由于电动机定子电阻  $r_1$  引起的电压降在低频低压下相对影响较大所致。变频调速系统必须加以补偿。

为了低频时能近似保持恒转矩调速,变频调速系统在控制回路增加函数发生器环节,以补偿低频时定子电阻引起的压降,从而获得理想的恒转矩调速。

(2) BC 段 (恒功率调速)。异步电动机在额定转速以上升速时,电源频率将超过电动机的额定频率 (一般为 50Hz)。如果仍按电压频率比不变的调速原则,将导致定子电压大大超过电动机的耐压,这显然是不允许的。额定转速以上的升速应保持定子电压  $U_1$  维持在额定电压上不变,而通过提高电源频率  $f_1$  来提高电动机转速,属于恒功率调速范畴。在恒功率调速过程中,电动机定子电压始终维持不变,磁通及转矩随着转速上升而减小,近似获得双曲线图像的一半 (BC 段)。

在恒功率调速范畴内,电动机的最大转矩将与电源频率  $f_1$  的平方成反比的降低,即电动机的过载能力将大为降低,这一点在选择电动机时应充分注意。

(3) CD 段。速度转矩特性的 CD 段,它是调速过程中最高频率下电动机自然机械特性的一部分。

#### 2.4.3 数字化管理

所谓人机界面,在这里实际是一块触摸屏。它通过双绞屏蔽电缆与 PLC 的 RS-485 通信接口相连接,采集三大部分 (提升/推压/回转一行走) 的运行状态数据,在触摸屏上显示。例如电动机电枢电流、磁场电流、操作台上各开关量状态、模拟量主令控制器状态、三大部分的中文故障诊断信息等,使挖掘机运行状态可视化,操作与维护一目了然。尤其中文故障诊断信息,故障点锁定准确,大大减少故障处理时间。

#### 2.4.4 数据通信系统

全数字化挖掘机系统将当今最先进的数据处理与传输技

术应用于挖掘机运行数据信息的处理是该系统的又一特点,用户可根据情况选用。它为挖掘机的整机数字化搭建了一个平台,无论是可编程控制器(PLC)还是中央处理器(CPU)都为机械、生产、管理的信息采集和传输留有冗余,能将设备的各种信息通过网络连接到矿山指挥调度控制中心。有关部门通过网络授权可实时掌握设备运行状态的各种信息,使之成为矿山信息管理和 ERP 系统的一个重要组成部分。该系统通过发射装置将系统运行状态信息通过网络(需用户组网)向服务器发送,网络终端通过服务器可随时掌握设备状态信息。由于网络的模式有多种,其功能不尽相同,参见图 6.4-28。

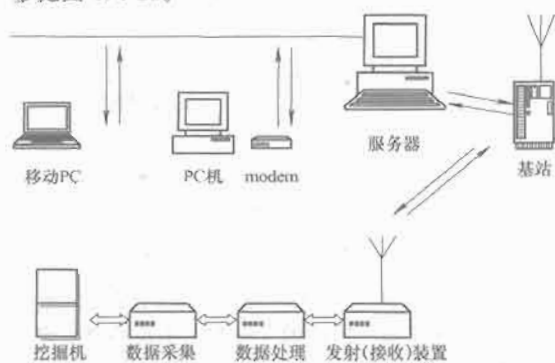


图 6.4-28 挖掘机信息处理流程图

(1) 网络选择。挖掘机上的发射(接收)装置与基站的通信可采用自备无线电台通信或中国移动(联通)通信。基站与终端服务器可采用工业以太网通信。

(2) 发射装置。该装置系耐普科技公司的 Welip MA8-9 产品。它基于 GSM900/1800/1900 三频网络,内建 TCP/IP 协议,提供 RS-232/RS-485 通信接口,由 GPRS 网络与远端设备双向传输。

(3) 数据采集。数据采集系统除能自动采集前述的“人机界面”所需的各种电气信息外,还为机械、生产、管理的信息采集留有冗余。机械信息有电动机转速、电动机和减速机温度、机械震动、位移、拉力、应力等,此类信息可通过各种传感器获得。生产信息有定位信息(GPS 获得),定位信息与三维地质模型交互可获得装载物信息、被装载设备信息、班次及操作者信息、作业计划及调度指令信息以及与露天矿卡车调度系统相联系的各种信息。管理信息有设备(机械、电气)故障与缺陷数据库、岗位点检、检修项目及反馈、电耗、调度联络通信及与企业 ERP 系统相联系的各种信息。

(4) 数据处理。通过服务器端或网络终端软件可对采集到的数据进行运算、统计、分析,并根据需要生成各种图表。当系统发生故障时,专家系统通过网络能及时判断故障原因,并提出解决措施;检修人员通过网络能及时排除故障。

(5) 网络覆盖范围。网络覆盖范围为中国移动/联通通信网络,企业局域网,INTERNET(需在互联网上建服务器),网络终端 PC 机、GPRS 手机及其他可上网终端产品。

(6) 数据浏览检测子系统。数据浏览检测子系统采取 Web 的管理方式,各相关部门可以通过 Web 浏览器登录数据服务器,适时监控露天矿山各挖掘机的位置、作业和运转情况。

## 第5章 在石油钻井机械中的应用

钻井是石油勘探和开发最主要的手段之一,通过钻井才能证实勘探地区是否含油以及含油多少,通过钻井才能将地下的油气开采出来。钻井技术水平不仅直接影响到勘探的效果和油气的产量,而且关系到油田开发总成本的高低。因此,提高钻井技术水平和钻井效率,降低钻井成本,对油气田开发具有十分重要的意义。

石油钻井,按钻井的目的分为勘探井和生产井;按井身轴向角度分为垂直井和定向井,定向井包括斜直井和水平井;按钻井的环境条件分为陆地钻井、沙漠钻井和海洋钻井,海洋钻井又按钻井装置分固定钻井和浮式钻井等。

钻机是实现钻井工作的一套综合性机组。钻井技术水平的高低很大程度上取决于钻井设备的装备水平,无论是何种类型的钻井工艺,对钻井设备都有下列基本要求:

(1) 为了有效破碎岩石、形成井眼,钻具有要有旋转钻进的能力。因此要求机械设备必须给钻具提供足够的转矩和转速,并维持一定的钻压。

(2) 为了满足钻具送进、起下钻具、更换钻头、下套管和处理井下事故的需要,机械设备应有一定的起重能力及提升速度。

(3) 为了清洗井底、排出岩屑,要求机械设备能够提供钻井液并产生足够的泵压和排量。

在满足这些基本要求的基础上,适应于不同钻井类型,形成了品种繁多、规格各异的钻井设备系列。

目前的钻井作业一般采用旋转式钻井法,就是许多根长9m或12m的钻杆经螺纹连接起来,在其端部装上钻头,由转盘给钻头一个旋转力进行钻井。随着钻井技术的发展,钻井的深度越来越深,超深钻井的深度已达15000m以上。钻井工艺也在不断提高,由原来的单孔垂直钻井发展到钻定向斜井、水平井和丛式钻井。新的钻井工艺对钻井机械提出越来越高的要求,普通的以柴油机为动力的直接钻井方式,已满足不了现代钻井工艺的要求,先进的电驱动系统采用晶闸管供电的直流电动机驱动或以变频装置供电的交流变频电动机驱动,方便灵活,控制性能好,得到了迅速的发展。随着钻井工艺技术和钻井方法的不断改进与提高,各种新型钻井技术和设备,如顶部驱动钻机系统、随钻测量系统、钻井智能专家系统等,必将得到更广泛的应用。

### 1 钻机的组成和分类

#### 1.1 钻机的组成

石油钻井是一个复杂、完整的工业系统,钻井作业由钻进、钻具更换、泥浆循环、水泥灌浆等几个工序组成。钻井机械是一套为钻井工程服务的综合性联合工作机,统称钻机。钻机的组成与钻井方法有关,现代旋转钻井法所用钻机根据钻井施工中的钻进与洗井、起下钻具等工序的需要,成套钻机必须具备下列各系统和设备:

(1) 旋转钻进系统。该系统的功用是驱动井中钻具、钻头旋转,以不断破碎岩石。它包括转盘、水龙头、钻杆柱

(方钻杆、钻杆柱、钻铤等)和钻头,如钻丛式定向井,则还有井底动力钻具(涡轮钻具或螺杆钻具)。

(2) 钻井液循环系统。该系统的功用是循环洗井液,并清除井液中的岩屑。为了用钻井液及时将井底已破碎的岩屑清除掉以保证继续钻进,钻机必须具备使钻井液增压、输送、液固分离的循环系统。该系统包括钻井泵、地面管汇、钻井液池与钻井液槽、钻井液固相控制设备(包括振动筛、除砂器、除气器及离心分离机等)以及调配泥浆的设备。

(3) 钻具起升系统。该系统的功用是起下钻杆柱以更换钻头、下套管柱,控制钻头钻进所需钻压等。该系统主要包括绞车、猫头绞车、辅助刹车(水刹或带刹、盘刹等)、游动系统(天车、游车、大钩及钢丝绳等)以及井架等。

(4) 动力与传动系统。该系统的功用是为各工作机组提供动力,并进行动力的传递与分配、能量转换等。该系统主要包括柴油机(有的是柴油机—交流发电机组),可控整流设备,可控变频设备和交、直流电动机,减速、并车、倒转、变速机构等。

(5) 控制系统。该系统的功用是指挥各系统协调一致的工作。该系统主要包括机械控制、液压控制、电气控制和各

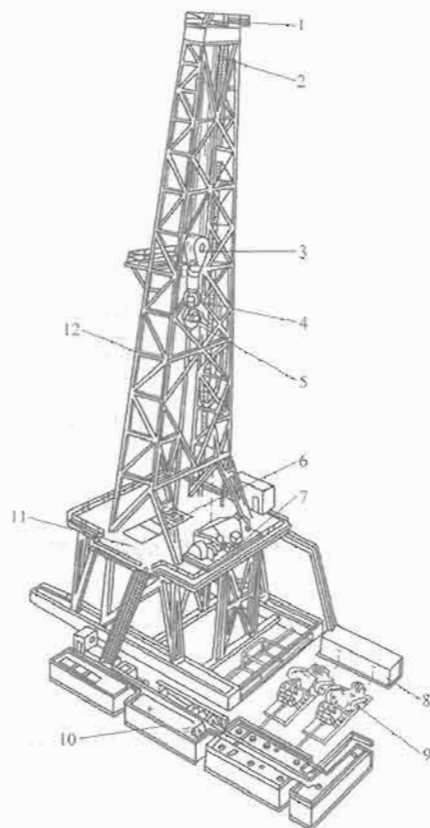


图 6.5-1 钻机的组成示意图

1—天车; 2—井架; 3—二层台; 4—游车; 5—立管与水龙头;  
6—大钩; 7—水龙头; 8—梯子; 9—吊杆; 10—钻杆台;  
11—钻台; 12—振动筛

种气控阀件等。

(6) 井控系统。该系统的功用是控制与处理井喷事故。该系统由井口液压防喷器、节流与压井管汇、液压控制系统等组成。

(7) 钻井仪表。钻井仪表用以显示并记录钻井技术参数。该系统包括大钩速度、指重表、转盘扭矩表、转盘转速表、泵压表、泵冲次表、泥浆出口流量表、大钳扭矩表、井深—钻速表、记录仪以及罐内液面指示等。

(8) 底座。底座用以安装钻机的主机及空压机等,包括钻台底座和机房底座。

钻机的组成示意图见图 6.5-1。

表 6.5-1

SY/T 5609—1999 石油钻机基本参数

钻机级别		10/600	15/900	20/1350	30/1700	40/2250	50/3150	70/4500	90/6750 <sup>②</sup> 90/5850	120/9000
名义钻深 范围 <sup>①</sup> (m)	127mm 钻杆	500~800	700~1400	1100~1800	1500~2500	2000~3200	2800~4500	4000~6000	5000~8000	7000~ 10 000
	114mm 钻杆	500~1000	800~1500	1200~2000	1600~3000	2500~4000	3500~5000	4500~7000	6000~9000	7500~ 12 000
最大钩载, kN(tf)		600 (60)	900 (90)	1350 (135)	1700 (170)	2250 (225)	3150 (315)	4500 (450)	6750/(675) <sup>③</sup> 5850/(585)	9000 (900)
绞车额定功率	kW	110~200	257~330	330~400	400~550	735	1100	1470	2210	2940
	hp	150~270	350~450	450~550	550~750	1000	1500	2000	3000	4000
游动系统绳数	钻井绳数	6	8	8	8	8	10	10	12 <sup>④</sup> 10	12
	最多绳数	6	8	8	10	10	12	12	16 <sup>⑤</sup> 14	16
钻井钢丝绳 <sup>⑥</sup> 直径	mm	22	26	29	32	32	35	38	42	52
	in	7/8	1	1 1/8	1 1/4	1 1/4	1 3/8	1 1/2	1 5/8	2
钻井泵单台 功率不小于	kW	260	370	590	735		960	1180		1470
	hp	350	500	800	1000		1300	1600		2000
转盘开口直径 钻台 高度	mm	381, 445		445, 520, 700			700, 950, 1260			
	in	15, 17 1/2		17 1/2, 20 1/2, 27 1/2			27 1/2, 37 1/2, 49 1/2			
	m	3, 4	4, 5	5, 6, 7.5			7.5, 9, 10.5, 12			
井架 <sup>⑦</sup>		各级钻机均采用可提升 28m 立柱的井架, 对 10/600、15/900、20/1350 三级钻机也可采用提升 19m 立柱的井架, 对 120/9000 一级钻机也可采用提升 37m 立柱的井架								

① 114mm 钻杆组成的钻柱的名义平均重量为 30kg/m, 127mm 钻杆组成的钻柱的名义平均重量为 36kg/m, 以 114mm 钻杆标定的名义钻深范围上限作为钻机型号表示依据。

② 所选用钢丝绳应保证在游动系统最多绳数和最大钩载的情况下安全系数不小于 2, 在钻井绳数和最大钻柱载荷情况下的安全系数不小于 3。

③ 为优先采用参数。

④ 不适用自行式钻机、拖挂式钻机。

## 2 钻机的负载特性和电气传动控制系统

### 2.1 主要钻井机械工作与负荷特性

#### 2.1.1 绞车

绞车主要由滚筒、离合器、变速齿轮箱、刹车装置、绞车电动机及相应的控制装置组成。绞车的主要作用是用来起下钻具、套管。绞车的工作特点是载荷变化大。设计井深起钻时载荷最大, 而起空吊卡时载荷最轻。这期间的载荷变化几乎是连续的。名义井深起钻时的大钩载荷  $Q_{d1}$  与起空吊卡时的大钩载荷  $Q_{d2}$  之比一般不小于 10。绞车的操作是频繁的, 起起停停, 要求动力传动系统的起动性能好, 有灵敏可靠的控制与离合装置。在钻井作业中绞车的作业时间占整个

### 1.2 钻机的分类

油气井的深度是根据油层、气层的位置或所需探明的地层深度决定的, 钻不同深度的井应选用不同的钻机。钻机按钻井的深度和井径分, 有大型钻机和轻便钻机; 按动力机驱动类型分, 有柴油机驱动钻机和电驱动钻机, 电驱动钻机又分为直流电驱动钻机和交流变频电驱动钻机; 按钻机使用环境分, 有海洋钻机、浅海钻机、沙漠钻机、陆地钻机、极地钻机等。由于使用目的、场合不同, 各类钻机在结构上有所区别, 但对于电气传动系统来说基本上是一致的。石油钻机基本参数见表 6.5-1。

钻井作业时间的比重较大。为提高效率、节约成本, 要求大钩载荷为  $Q_{d1}$  时起升速度为 0.4~0.5m/s, 起空吊卡时起升速度为小于或等于 2m/s。一般要求电气传动系统恒转矩调速范围不小于 1:10, 恒功率调速范围约为 1:4~5。

此外, 为了使绞车适应钻具起动时发生的负载及克服一般的卡钻, 还要求传动系统有短期的过载能力。钩载、功率与调速范围示意图见图 6.5-2。在提升钻杆时, 为了不和井架及其他设备碰撞, 要求绞车低速起动, 然后迅速加速, 因而要求传动系统有良好的动特性。绞车电动机典型的负载如图 6.5-3 所示。

#### 2.1.2 转盘

转盘的作用是使钻具旋转, 把扭矩经钻杆传至钻头, 切削地壳实现钻进作业。在钻进过程中, 随着井深及岩层的变



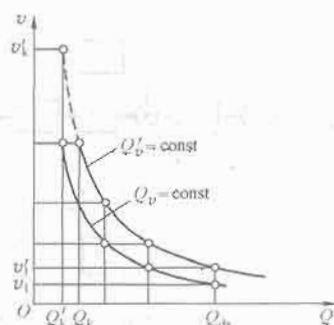


图 6.5-2 钩载、功率与调速范围

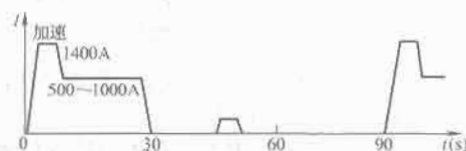


图 6.5-3 绞车负载图

化,要求电气传动系统的调速范围为  $1:5\sim 10$ 。为处理钻具事故,要求既能细微地调节转速,又能倒转。当钻具遇卡时,为了防止钻杆折断,要能限制传动系统的转矩,到了限定的转矩能自动停止旋转,并且这一限定转矩可由司钻工自由调整。当电气传动系统有故障停车时,应有阻尼或刹车装置,或使用专门的控制器,控制钻杆的反弹速度。典型的转盘的转矩—转速曲线见图 6.5-4。

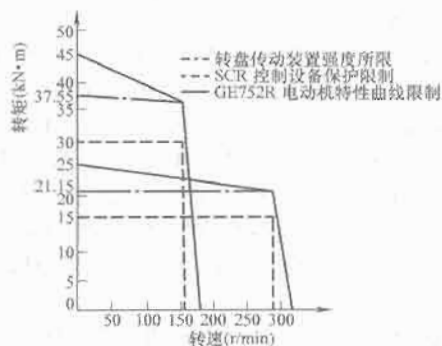


图 6.5-4 转盘的转矩—转速曲线

一台 GE752R 直流电动机驱动,转盘传动效率 91%,高档传动比为 3.81,低挡传动比为 6.76。

### 2.1.3 钻井泵

钻井泵是泥浆循环与净化系统中的关键设备,其重要性犹如人的心脏。目前油田所用的钻井泵多为卧式双缸双作用或三缸单作用活塞泵,一般为无载启动,启动不频繁,对启动转矩和过载能力要求不高,它要求电气传动系统恒转矩调速范围  $1:5\sim 6$  (同一缸套下)。往复泵的特性曲线如图 6.5-5 所示。输入轴转矩与泵速曲线如图 6.5-6 所示。

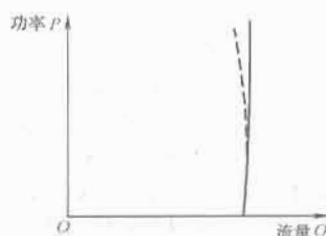


图 6.5-5 往复泵特性曲线

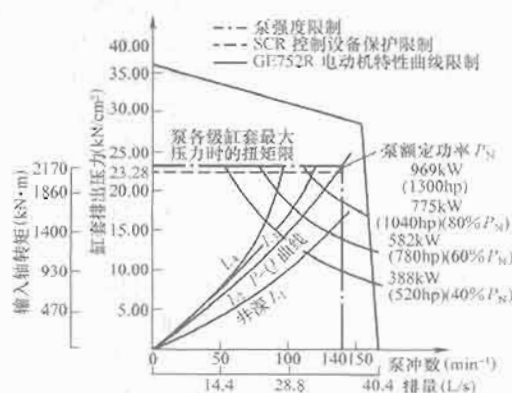


图 6.5-6 钻井泵输入轴转矩—泵速曲线  
(两台 GE752R 直流电动机驱动,链传动比 2.50,  
链传动效率 98%)

## 2.2 钻机电控设备的工作特点

### 2.2.1 小电网供电

钻机多工作在远离城市的陆地、沙漠或海洋,即使可由工业电网供电,电网容量也很小;而且考虑到钻机的机动性,大部分钻机都是由独立的自备电源供电。由于是小电网供电,在晶闸管变流系统工作时产生的大量谐波就会使电网波形严重畸变,造成各晶闸管变流系统之间的干扰及种种不良影响。在这种恶劣条件下,所有电控设备都应能安全可靠的工作。对于谐波及大量的无功功率,以往曾采取复杂的补偿措施,如 LC 谐振滤波器、电容无功补偿装置、调相机补偿等,这类补偿方法投资多、体积大、维护困难。经多年的实际运行证明简单的 RC 补偿网络,配以相应的交流发电机和晶闸管传动系统中的改进措施,就能保证钻机正常工作。对于交流变频传动系统,如采用功率二极管变流器或正弦波 PWM 变流器,则无须考虑补偿。

### 2.2.2 尽量减小装置体积

陆地、沙漠钻机是经常需要移动的设备,对于 2000m 以内的钻机往往十多天就可打好一口井,对于 4000m 以上钻机也只需 3~5 个月就可打好一口井,因而钻机的移运是频繁的。为保证钻机的机动性,对于陆地、沙漠钻机,通常把电控设备安装于一个可移动的活动房内;对于海洋钻机,因为所有设备都要装在人工搭建的平台上,其使用面积是非常宝贵的,所以减小电控装置的体积和重量至关重要。

### 2.2.3 提高系统运行可靠性

陆地钻机,尤其是海洋钻机,钻井费用相当昂贵,因而增加系统运行的可靠性,尽量减少停机时间,是每台钻机追求的重要指标。另外,在钻井过程中如果长时间停机(如超过 40min),就有可能使整个井报废,造成不可挽回的巨大损失,所以可靠性是钻机至关重要的指标。减少停机时间有三个含义:一是尽量少出故障;二是一旦出了故障便于查找,便于更换;三是即使电控系统的某一部分出了故障也不致使整个机械停下来。因而钻机电控系统的设计时都要考虑足够的余量。

### 2.2.4 尽可能简化系统

对钻机传动系统来说一般调速范围不是很大,对其控制特性也没有非常高的硬度要求,所以直传动系统一般都不采用转速反馈,而用电动势反馈或电压反馈或模拟磁通计算反馈。这样的电气传动系统特性较软,额定负载时转速降在 5% 左右,但已能满足工作需要。采取电动势(电压)或模

拟磁通计算反馈可大大简化系统,增加可靠性。对于交流变频传动系统,应用于绞车时,为了保证低速性能,须安装速度传感器(编码器)。至于工艺要求的负载限制特性、恒功率调节特性、加减速限制特性和各种保护特性,系统中都应给予充分考虑,否则将影响钻机的正常工作。

对于绞车、转盘等设备的制动,一般不采取再生制动的形式。这是因为电网容量小,过多的回馈能量将使电网电压大幅度波动,不利于用电设备的正常工作;对于柴油发电机组构成的独立电网,过多的回馈能量将造成柴油机超速,这是不允许的。对于采取再生制动的系统,其回馈能量应严格受到限制,一般不得大于负载容量的10%~15%。一般情况下,设备的制动由能耗制动、电磁涡流刹车或机械刹车装置来完成。

### 2.2.5 钻机对电控装置的特殊要求

钻机工作环境非常恶劣,潮湿、腐蚀性气体、液体、爆炸性气体等对电控设备造成了重大威胁,为对付这些特殊问题必须采取相应的对策。对于裸露于空气中的电气设备必须进行防潮、防腐蚀的处理。对于位于井口区、泥浆泵区的电气设备要有防爆措施,如直流电动机、变频电动机、司钻台、司泵台、脚踏开关等都采取密封正压通风的防爆方式,以防可燃性气体进入。对于所有电控装置都应设有低温加热装置,以便在长时间不用时加热驱潮。

### 2.2.6 钻机独立电源系统

无论是海洋钻机还是陆地钻机,在很多情况下都设有自己专用的发电系统,发电机的动力多为柴油发动机,也有的采油平台上使用燃气轮机。随着钻井深度的增加,钻机的功率加大,一般4500m以上的钻机配3~5台发电机组,总容量在4000kVA以上,采用公共母线供电,司钻工可根据情况选择并联发电机的台数,以达到最佳效率。一般设计电源系统时都考虑了足够的余量,当其中一台柴油发电机组故障时也不会影响打井工作。对钻机用独立电源系统还有如下的技术要求:

(1) 电网电压一般为三相交流600V或690V(少数也有440V),直接对晶闸管变流装置或变频装置供电。

(2) 由于晶闸管变流装置供电的直流电动机驱动系统在低速运行时需要较大的无功输入,无功功率虽可由无功补偿装置供给,但其体积大、造价高,现代的钻机供电系统中很少应用。为解决无功功率问题,通常在选用发电机时,根据负载情况可加大发电机的视在容量,功率因数一般按0.64~0.7考虑,交流变频驱动时可按0.8考虑,发电机的视在功率大于柴油机的功率。

(3) 有足够的电压稳定性和频率稳定性,在静态情况下,当负载从零变化到满负荷时,一般要求电压稳定度优于±3%,频率稳定度优于±0.5Hz。

(4) 动态响应快,电压和频率调节系统的动态响应时间一般都应小于1s。

(5) 对于独立的电源系统,还需设有应急发电系统。在紧急情况下应急发电机能自动启动投入运行,以保证关键设备及部门的供电。应急发电机的容量一般在200~500kVA。

对于柴油机驱动的发电机控制系统,除设有同期装置及过流、过压、超频、低频保护等环节外,还应设逆功率保护环节,以防在逆功率过多的情况下损坏发电机和柴油机。

## 3 钻机电气传动系统

### 3.1 直流模拟控制系统

#### 3.1.1 绞车电气传动系统

绞车电气传动系统的结构方框图见图6.5-7。

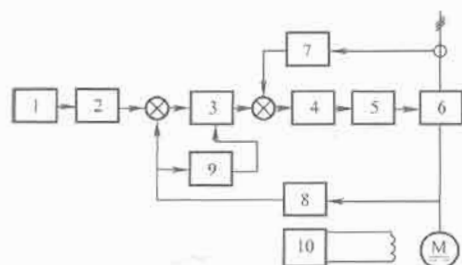


图 6.5-7 绞车电气传动系统结构框图

1—速度给定; 2—加速度限制器; 3—电压调节器; 4—电流调节器; 5—触发器; 6—变流器; 7—电流变换器; 8—电压变换器; 9—功率限制环节; 10—励磁回路

该系统采用双闭环控制、恒定励磁。控制系统内环为电流环、外环为电压环,调压调速。

由于绞车的调速范围不很大,对控制特性的硬度没有过高的要求,所以控制系统的外环多采用电压环,这样既可省掉测速发电机,简化系统,又可使并联运行的电动机容易负荷平衡。电压调节器可采用PI调节,也可用比例调节。

控制输入端有加速度限制器,以限制起制动时间,减少冲击,加速度时间一般为2~10s。

根据机械系统的要求,电动机在任何工作状态下,其最大输出功率都不超过电动机的额定功率。为此在控制系统中加入了功率限制环节,随转速的升高自动控制最大电流值,以达限制最大输出功率的目的。

绞车由两台电动机经齿轮耦合并联传动,供电装置为两台,一般采用一对一供电。两台电动机的负荷平衡是通过对两晶闸管变流器的两个电流调节器给以同一个电流指令来达到的,即“主从控制”方式。除此以外,也有的电控系统中采用调节磁场的方式达到负荷平衡的目的。在一对二供电的场合,由一台晶闸管变流器给两台直流串激电动机并联供电,这两台电动机的负荷平衡是靠串激电动机的软特性自然平衡的。

电动机的制动没有采取再生制动,必要时可加能耗制动。绞车提升时的快速制动及下管时的制动是采用电磁涡流刹车和机械刹车达到的。

绞车传动系统的控制特性如图6.5-8所示。

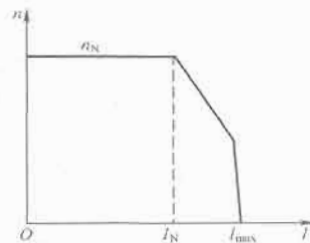


图 6.5-8 绞车传动系统的控制特性

#### 3.1.2 转盘电气传动系统

转盘电气传动系统的结构框图见图6.5-9。主控制部分和绞车传动系统是一样的,考虑到转盘在事故状态下有反转的可能,故采用反接磁场的可逆系统。又由于在钻进过程中,司钻工要随时掌握和调节钻进力矩的大小,为使主回路电流更近似地表示转矩,所以其磁场回路采用恒流控制。

转盘在钻进中的最大力矩要能灵活控制,此功能由最大

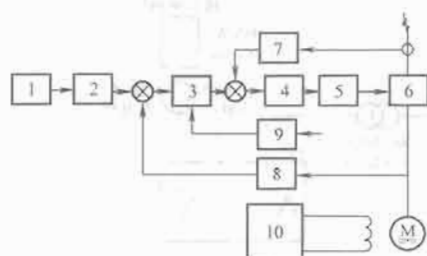


图 6.5-9 转盘电气传动系统结构框图

- 1—速度给定；2—加速度限制器；3—电压调节器；  
4—电流调节器；5—晶闸管触发器；6—晶闸管变流器；7—电流变换器；8—电压变换器；9—最大力矩限制；10—励磁回路

力矩限制环节实现，由司钻在司钻台控制。转盘控制系统的特性如图 6.5-10 所示。

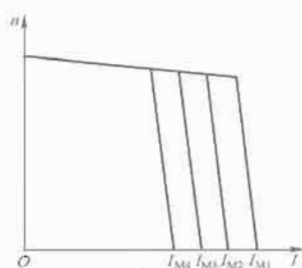


图 6.5-10 转盘控制系统的特性

由于钻杆很长，在钻进过程中钻杆有很大的扭曲变形，尤其是卡钻时更为严重。为防止转盘传动系统的转矩降低过快而致使钻杆快速反转，正常工作时可由加速度限制环节给出缓慢的减速过程；在转盘传动系统故障的情况下，依靠机械的惯性刹车来完成。

转盘驱动功率较小，通常只用一台电动机驱动。由于绞车和转盘不同时工作，有的系统中不设独立转盘驱动电动机，而是由一台绞车电动机驱动，此时控制功能的更改由切换部分实现。但是，现代钻机往往为了简化机械设计，采用独立转盘驱动的方案也是常见的。

转盘控制系统的可逆运转靠反接磁场实现，人工完成。所以系统中需设置可靠的电气联锁，保证在电动机的速度为零时，方能转换磁场。磁场建立后，才能反向启动电动机。

### 3.1.3 泥浆泵电气传动系统

泥浆泵电气传动不要求反转，其主控回路的结构也和绞车、转盘一样采用双闭环控制，内环为电流环、外环为电压环，同时泥浆泵电控系统也没有绞车、转盘电控系统那样的特殊要求，所以结构简单。

在钻机的电气传动系统中，为了减少备件，互为备用，无论是绞车、转盘、泥浆泵电控柜都制作成统一的标准模式，可以互换使用。而其不同的要求在另一控制柜（称之为综合控制柜）内通过适当的切换实现。

### 3.1.4 柴油发电机组的控制

柴油发电机组的控制包括柴油机速度控制和发电机电压控制两大部分。为保证电源频率稳定度不大于  $\pm 0.5\text{Hz}$  及发电机有功负载分配的不平衡度限制在  $\pm 5\%$  以内，一般柴油机的速度控制采用带有有功电流调节内环与速度外环的从属控制系统。其结构如图 6.5-11 所示。在多台发电机投入时，以一台为主进行速度调节，各发电机有功电流内环则以主发电机电压调节器的输出作为有功电流参考值，因而保证了负

载均衡。主从逻辑电路决定主发电机所属机组，并完成上述控制的切换。

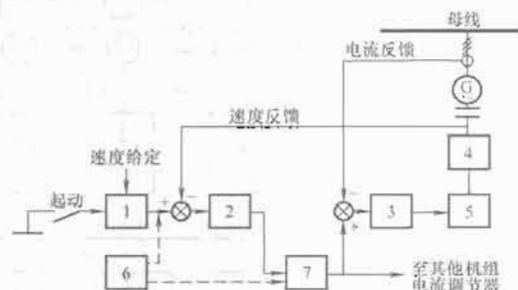


图 6.5-11 柴油机调速系统结构框图

- 1—加速度限制器；2—速度调节器；3—电流调节器；  
4—柴油机；5—调速机构；6—主从逻辑电路；  
7—主从控制开关

各发电机采用励磁机磁场电流内环和发电机电压调节外环的从属控制系统，电压稳定度可达  $\pm 3\%$ ，响应时间为  $1\text{s}$ 。发电机电压调节系统的结构框图如图 6.5-12 所示。外环给定中设有无功电流反馈信号，在并网后，电压由网络电压钳制，各发电机的电压给定除与网络反馈电压相抵外，其差值用来调节发电机的无功电流输出，使其不平衡度限制在  $\pm 10\%$ 。给定端还设有“低频减压”信号，当网络频率降至限制值，或本机组以怠速运转时，此信号的输入会削减发电机电压。

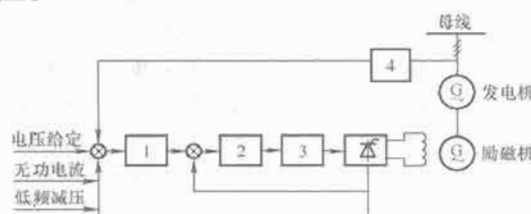


图 6.5-12 发电机电压调节系统结构框图

- 1—发电机电压调节器；2—励磁机励磁电流调节器；  
3—触发器；4—电压变换器

另外，线路还有其他保护功能：逆功率限制在  $7\%$ ，延时  $10\text{s}$  跳闸；过电压限制在  $30\%$ ，欠电压限制在  $12\%$ ，延时  $100\text{ms}$  跳闸；过频率  $6\text{Hz}$ ，低频率  $4\text{Hz}$ ，延时  $100\text{ms}$  跳闸。

当网络耗用总功率（有功及无功）超过运行发电机额定值的  $95\%$  时，功率限制环节发出信号并使晶闸管变流器的触发角后移，以防发电机过负荷。某直流电传动钻机动力系统单线图见图 6.5-13。

## 3.2 直流全数字控制系统

由于数字调速控制技术的迅速发展，直流电传动钻机的模拟控制系统所能实现的功能，全部可用全数字控制系统代替。全数字控制系统具有控制精度高，可以实现模拟控制系统难以实现的控制策略从而提高了控制性能，实现工艺组合容易，调试简单，具有自诊断，无温漂，故障率低，运行可靠性高，容易通过数据通信实现网络控制系统等一系列优点，因此，近年来在电驱动钻机上得到了大量应用。可以说，现代先进的直流电驱动钻机基本上全部都采用了全数字控制系统，而模拟控制系统已经逐步被淘汰或换代改造。

## 3.3 交流变频控制系统

随着交流变频技术的普及，交流变频调速数字控制系统

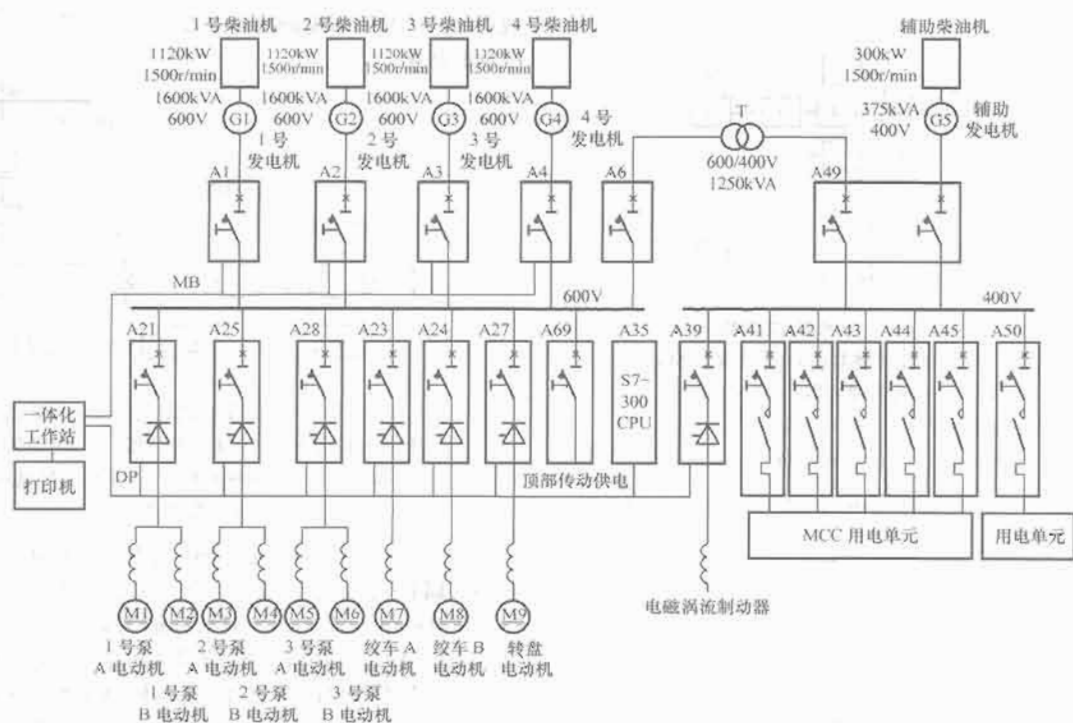


图 6.5-13 直流电传动钻机动力系统

由于具有动态性能好、功率因数高、效率高、谐波小等优点，在电驱动钻机应用上发展迅速。交流变频调速数字控制系统不但能够实现直流数字控制系统的全部功能，而且绞车和自动送钻电动机能够容易实现能耗制动四象限运行，因此可以取消电磁涡流刹车，简化机械结构，减少了投资。系统可以自动投入制动，制动迅速平稳，零速输出额定转矩，从而不借助刹车实现“悬停”功能及快速停车与正反转，工作安全可靠。

交流变频传动系统应用于钻机工况，有“一对一”和公共直流母线两种配置方案。所谓“一对一”，即一套完整的变频器给一台电动机供电，或通过切换给另外一台电动机供电。而公共直流母线方案则是由一台或多台变频器提供共用的直流电源，供给各个逆变器。采用公共直流母线方案，有

利于减小装置体积，能够合理利用不同负载有功及无功功率，从而降低发电机组容量，节约能源。

考虑到泥浆泵的实际工况，有的钻机系统还采用绞车、转盘用交流变频控制，而泥浆泵用全数字直流传动的所谓混合驱动方案。

典型的交流变频电驱动钻机动力系统单线图如图 6.5-14 所示。典型的交流变频电驱动钻机控制系统，一般是绞车和自动送钻电动机采用有速度传感器的矢量控制模式的交一直一交 SPWM 变频器，转盘电动机和泥浆泵电动机采用无速度传感器的矢量控制模式的交一直一交 SPWM 变频器，所有的变频器、PLC 主站、PLC 从站、触摸屏、上位机之间，通过现场总线将整个系统连成一个网络控制系统，自动化水平显著提高。

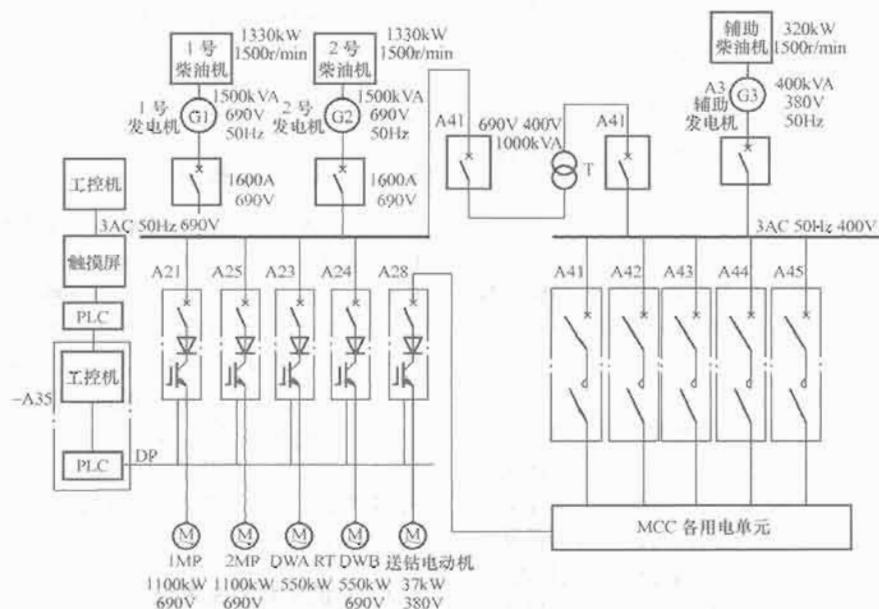


图 6.5-14 交流变频电驱动钻机动力系统



某钻机的现场总线通信网络系统见图 6.5-15。该系统采用了适用于控制设备与现场控制设备之间快速通信的 Profibus-DP 现场总线。

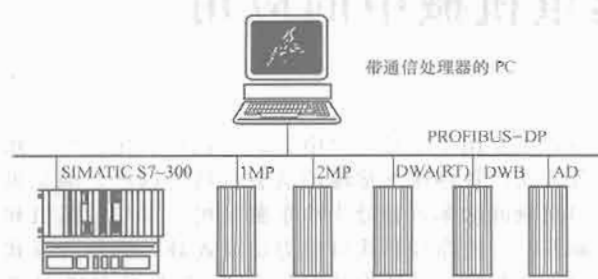


图 6.5-15 现场总线通信网络

### 3.4 新型钻机控制系统的功能的发展

#### 3.4.1 电子司钻

现代先进电驱动钻机的司钻工操作方式有了非常大的改变：

(1) 触摸操作屏。用触摸操作屏作为司钻工的操作平台，取代了传统的以转换开关及手轮组成的司钻台，实现了数字给定，提高了给定信号的精度和可视性；界面友好、操作简单可靠，具有误操作提示保护功能。各种画面和数字显示信息量大，不但显示重要的钻井参数、传动系统运行状态及重要参数曲线、实时大钩位置、故障报警信息提示；更重要的是，对一些易忽略的操作细节，以对话方式提醒司钻工进行及时正确的操作。

(2) 监控功能。钻井中的关键部位，采用工业电视监视，所有钻井参数的数字显示、存储、打印功能，可存储钻井期间的整口井的完整资料，供分析和存档。

(3) 一体化钻井参数实时采集。传统钻机的钻井参数是分散采集、分散显示的。计算机技术的使用做到了所有钻井参数的一体化实时采集、显示、存储，诸如悬重、钻压、泵压、泵冲、井深、钻速、转盘扭矩、变频器参数、立管压力、液压猫头压力、泥浆返出量、4 个泥浆罐液位、泵累计冲次、大钩累计吨一公里数、故障报警等。

(4) 阀门及执行机构电气控制。原手动的气控、液控阀门，均改为电气控制，其执行机构改为电磁阀，提高了自动化程度，如刹车控制、上扣卸扣控制等。

#### 3.4.2 大钩位置控制

由安装在滚筒上的编码器实时检测大钩位置，由 PLC 分析运算实现位置控制，使绞车工作时可靠地实现了自动减速及自动停车，防止大钩上碰下砸；并可实时精确指示大钩当前位置，方便操作人员的操作，缓解了劳动紧张程度；同时还可实现自动起下钻功能。

#### 3.4.3 自动送钻

所谓自动送钻，就是通过控制钻压 (WOB) 并保持其

恒定实现自动钻进；这时钻进速度 (ROP) 为变化量。自动送钻有两种实现方式：一种是设置专门的送钻电动机及其传动系统实现自动送钻，另一种是通过绞车传动系统实现自动送钻。恒钻压控制精度一般小于  $\pm 500\text{kg}$ ，使用效果很好。

#### 3.4.4 软泵功能

泥浆泵一般是使用双缸或三缸活塞泵，钻井中有时两台或三台泥浆泵同时工作，这样，泥浆输送管网中就要承受较大的压力脉动。所谓“软泵功能”就是通过检测泥浆泵轴的角位置来跟踪活塞位置，实现对两台或三台泵的“角同步”控制，达到保持管网中的压力脉动峰值相位错开的目的，这样，两台三缸泵就相当于一台六缸泵、三台三缸泵就相当于一台九缸泵的压力脉动，使泵压脉动大幅度降低，一般情况下，泵压脉动可降低达 60% 以上；同时可有效消除泵冲频率的波动，从而提高了泵和泥浆系统的寿命。在交流变频钻机中，通过检测泵的相位角，采用相应的控制手段，同样能够实现这种要求。

#### 3.4.5 转盘软扭矩控制

在深井钻机的钻进中，由于钻杆传递扭矩时的扭曲变形，如果转盘扭矩突然消失将导致钻杆快速反转，可能出现卸扣引起的事故。转盘的“软扭矩控制”就是要使转盘扭矩保持缓慢的消失。除了速度给定环节要做到给出缓慢的减速过程之外，在速度环和电流环之间，通过软件控制转盘扭矩的下降过程，就可以达到软扭矩控制的要求。实际上，虽然设置有这样的转盘软扭矩控制环节，机械的惯性刹车作为后备保护还是必须的。

#### 3.4.6 全自动钻机系统

通过设置基本钻井参数，无需手动控制和操作制动手柄即可完成钻井作业，从而提高了钻机安全水平和钻井的经济性，节省钻井时间和维护费用。

#### 3.4.7 远程诊断与维护

利用现有的通信网络，可以建立钻机系统与专业技术支持的在线远程联系，从而快速、准确地进行在线诊断与维护，对于长期野外作业的钻井系统尤为适用。

#### 3.4.8 顶部驱动

顶部驱动 (TDS) 技术是转盘钻机问世以来，钻井设备发展的突出成果之一。所谓顶部驱动，就是把钻机动力部分由下面的转盘移到钻机上部的水龙头处，在井架空间上部直接驱动钻具旋转，并沿井架内专用导轨向下送进，完成钻柱旋转钻进、循环钻井液、接立根、上卸扣和倒划眼等多种钻井操作。由于取消了方钻杆，无论在钻进过程中，还是起下钻过程中，钻柱可以保持旋转以及循环钻井液，从而大大提高钻井效率，并可预防卡钻事故发生，用于钻斜井、钻高难度的定向井时效果尤为显著。目前提供的转盘钻机电控系统大都预留顶部驱动接口。顶部驱动钻井设备的驱动方式以电气传动为主，电动机功率一般在 1000kW 以内，并以交流变频电气传动为主导发展方向。

## 第6章 在港口和起重机械中的应用

### 1 港口机械设备的组成及分类

港口码头分为客运码头和货运码头,其中货运码头又分为散料装卸码头、集装箱码头、油码头。

港口机械主要有各种装卸机械、带式输送机、泵类机械、装卸机械主要有翻车机、堆/取料机、装船机、卸船机、港口起重机械等。港口机械多数是移动或旋转设备,因此除少数设备采用柴油发电机提供动力外,多数动力依靠电力系统供电,动力电源上机有电缆卷筒式、移动小车拖缆式、滑触器式(非常少)等方式。港口机械的负载特性除个别传动为短时或连续工作制外,基本都是重复短时周期工作制,一般来说,港口机械的操作运行方式分为手动、半自动、自动。港口机械、电气设备要求满足港口环境要求,如机上设备的抗振性,电气设备户外安装要求防尘、防潮、防霉、防烟雾等。

以下分别介绍翻车机、堆/取料机、装船机、卸船机、典型港口起重机械等主要港口机械的设备功能、工艺及有关特点。

#### 1.1 翻车机

翻车机是针对盛装散装物料的铁路敞车的专用卸车

设备,主要用于港口、火电厂、钢铁厂、化工厂、焦化厂等需接卸铁路敞车运输的散装物料的场所。翻车机按照每次翻卸敞车数量分为单车翻车机、双车翻车机和三车翻车机,按布局形式可分为贯通式翻车机和折返式翻车机,按翻车机端环形状可分为“O”形翻车机和“C”形翻车机。典型翻车机卸车系统由翻车机、车辆定位设备组成(折返式除上述设备外还有迁车平台、推送空车设备),卸车效率为20~35次/h,卸车能力约1200~6000t/h。电气室和操作室在地面;供电方式为拖缆上机,总装机容量约500~2000kW;操作方式为全自动、半自动、集中手动、就地手动。

以单车“C”形折返式翻车机为例,布置简图如图6.6-1所示。翻车机主要有翻转(电动机调速)、靠车(液压传动)、压车等机构(液压传动),拨车机(车辆定位设备)主要有走行(电动机调速)、牵引或牵引臂俯仰等机构(液压传动),牵车平台主要有走行(电动机调速)和车辆涨轮机构(液压传动),推车机(推送空车设备)主要有走行机构(电动机调速)。

翻车机设备运行工艺框图见图6.6-2。

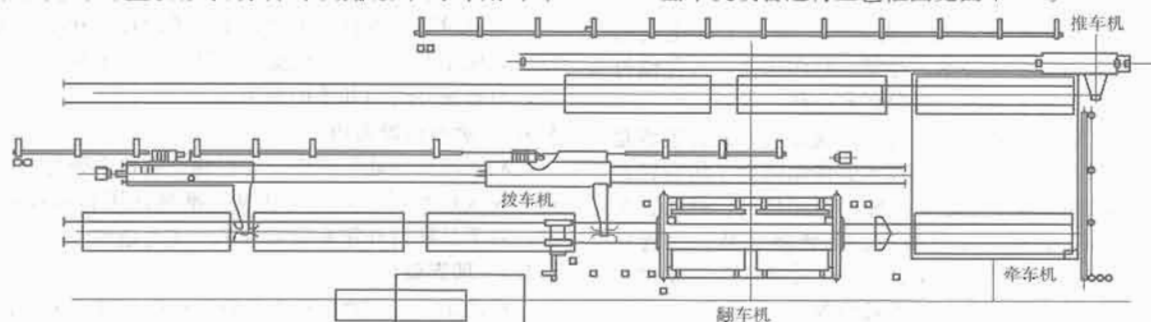


图 6.6-1 “C”形折返式翻车机布置

#### 1.2 堆/取料机

堆/取料机兼有堆料能力和取料能力,堆料时向料场堆卸来自卸船机或翻车机经皮带系统运来的散料,取料时采用斗轮取料,经皮带系统将料场散料运往装船机、料场或料仓。堆料机只具有堆料的功能,取料机只具有取料的功能。堆/取料机主要用于港口、火电、钢铁、化工、焦化等行业的综合料场。堆/取料机按照外形结构主要有门式和臂式,按功能分为堆/取料机、堆料机、取料机。堆/取料机堆取能力为400~7500t/h。电气室和操作室在机上,供电方式:电缆卷筒式、滑触器。总装机容量为200~1500kW;操作方式为半自动、集中手动、就地手动。

以臂式斗轮堆/取料机为例,臂式斗轮堆/取料机主要有斗轮机构(液压或电气传动)、悬臂架皮带系统(电气传动)、回转机构(电动机调速)、俯仰机构(液压或电气传动)、走行机构(电动机调速)、尾车变换(液压或电气传动)。堆取料机设备运行工艺框图见图6.6-3。

#### 1.3 装船机

装船机用于向散料运输轮船装载来自取料机或翻车机或

料仓经传动带系统运转来的散装物料。装船机装船能力为2500~6000t/h。电气室和操作室在机上,供电方式为电缆卷筒,总装机容量为500~1000kW,操作方式为自动、手动及遥控。装船机主要有大车走行机构(电动机调速)、悬臂俯仰(电动机调速)、悬臂伸缩(电动机调速)、溜筒升降、溜筒回转、臂架皮带机等机构。装船机运行工艺框图见图6.6-4。

#### 1.4 连续卸船机

连续卸船机是具有自行取料能力,配以喂料装置,能够提升散粒物料并将物料连续不断地提出船舱,然后卸载到臂架或机架、门架的输送机系统并运至岸边散料输送系统的专用卸船机械。连续卸船机根据取料或提升物料形式不同可分为链斗式、斗轮式、绳斗式、埋刮板式、波形挡板带式或双带式、螺旋式等。由于机型不同,被卸物料不同,连续卸船机卸船能力差异很大,一般最小300t/h,最大的可达7000t/h,电气室和操作室在机上,供电方式为电缆卷筒。总装机容量为200~2000kW,操作方式为司机室自动、手动及遥控。卸船机机型不同运动机构也存在很大差异。

以螺旋卸船机为例,螺旋卸船机主要有大车走行机构



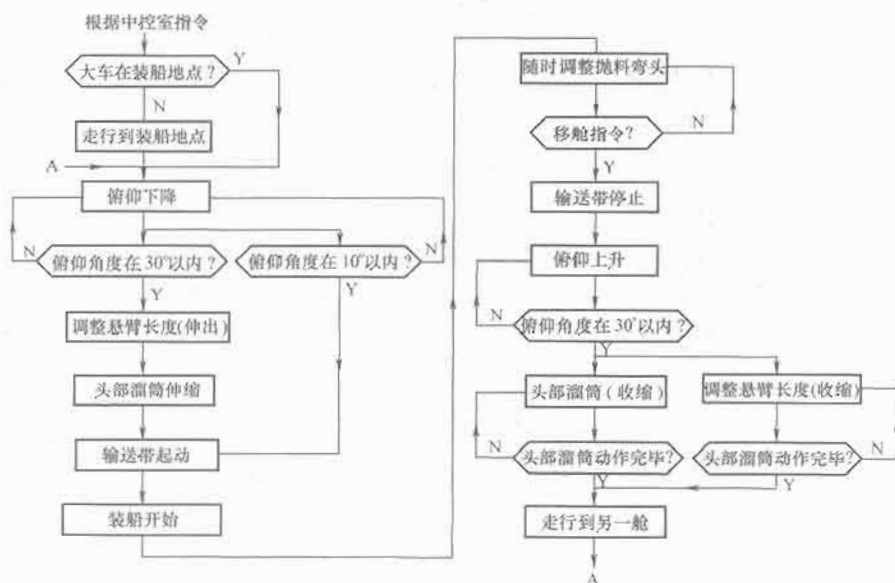


图 6.6-4 装船机运行工艺框图

式中：功率向上输送取“+”，向下输送取“-”； $Q$ 为输送能力， $t/h$ ； $K_0$ 为空载运行功率系数； $K_h$ 为水平满载运行功率系数； $K_f$ 为功率储备系数； $H$ 为提升高度， $m$ ； $L_h$ 为输送机水平投影长度， $m$ ； $v$ 为输送速度， $m/s$ 。

输送机电气室和操作室均在地面，一般起停输送机在集中控制室完成，就地设有应急手动控制。

输送机的保护装置有输送带打滑、断裂检测装置，输送带跑偏开关，连接两台输送机滑道上的流槽阻塞开关，张紧装置和紧急停车制动器等。

## 1.6 港口起重机械

港口起重机械种类繁多，港口起重机械电控系统详见2 港口机械设备电气传动自动化系统。以下简单介绍如下几种港口起重设备：

(1) 集装箱起重机。集装箱起重机是集装箱码头装卸用高效能起重机，具有集装箱专用吊具，一般为移动式龙门起重机结构，起重小车采用动载荷小的钢丝绳牵引方式，有船装型和码头装设型，后者居多。为缩短装卸时间，要求集装箱起重机在调运空箱或仅有吊具时，能轻载高速运行。

(2) 装卸桥。装卸桥是把矿石、煤之类的散状物料从船舶中向岸上卸货的专用高效起重机，带有料斗、给料机、输送机等设备，有悬臂俯仰和门式等型式。门式装卸桥一般采用移动式，其装卸能力小容量为300t/h，大容量为2000~2500t/h。

(3) 臂式式起重机。臂式式起重机是港口装卸货物及建筑行业等用的起重机，具有一个从回转部分伸出的臂架，通常能回转360°，有悬臂式、水平变幅式和塔式等。

(4) 港口门座起重机。港口门座起重机是一种应用广泛的港口装卸设备，一般设计成吊钩、抓斗、电磁吸盘等形式，以满足杂货、散货装卸作业的需要。

(5) 抓斗卸船机。抓斗卸船机是通过配用抓斗周期往复抓取船舱散料，并卸料于设备上具有储运功能的漏斗里，经过带式输送机转运物料的专用散料卸船设备，属于起重机类设备。抓斗卸船机按照结构特点主要有臂式和桥式抓斗卸船机两种形式，也有运行桥架上再装设臂架式起重机结构。大型抓斗卸船机卸船效率可达3000t/h以上。

## 2 港口机械设备电气传动自动化系统

大型散料码头年装卸量超过亿吨，大型集装箱码头年装

卸量数百万标准箱，港口装卸设备数量、运行状态是影响港口生产率的重要因素，在影响港口装卸设备运行状态的众多因素中，设备的电气自动化技术水平是最主要因素。

### 2.1 港口设备的供电系统

港口设备，除地面输送机外绝大多数均是移动或回转设备，用电设备多数安装于设备上，供电绝大多数为地面变电站供电，一般来说港口装卸机械、设备上移动或回转部分的供电有电缆小车拖缆供电、电缆卷筒供电、滑触器供电等供电方式。大型港口装卸机械装机容量较大，采用低压供电受电缆截面的限制，且供电电缆较长，峰值电流时，引起电压降很大，因此，一般采用高压供电。港口设备有关供电方式特点、常用设备详见表6.6-1。

表 6.6-1 港口设备常用供电方式

供电方式	特点及性能	常用设备
配重式 电缆卷筒	结构简单、调整方便，适于电缆不长场合，一般不超过60m	港口门座起重机
力矩电 动机电 缆卷筒	卷绕性能好、容量量大，需和制动器配合调试，行走断电后才断电	大型堆取料机、装船机、卸船机、岸边桥式集装箱起重机
转差电 动机电 缆卷筒	力矩调节不方便、放缆靠制动器松闸瓦，磨损严重	堆取料机等（现在很少应用）
磁滞式 电缆卷筒	体积小、输出力矩可调节、无需安装制动器	大型堆取料机、装船机、卸船机、岸边桥式集装箱起重机
电缆小车拖 缆供电	结构简单，除高速场合外，不需附加动力	翻车机卸车系统、岸边桥式集装箱起重机小车机构
滑触器供电	结构简单、施工要求相对严格	小型堆取料机等

大型港口设备上一般设有电量计量表，如电压表、电流表、有功电表、无功电表，功率因数表等。功率因数低造成线路电流大、损耗大、压降大、发电机及输变电设备有效能力降低。我国电力部门对电力用户实行不同功率因数不同电价收费原则，对功率因数 $\cos\varphi \leq 0.5$ 原则上关停，电力用户都需配置无功补偿装置。控制无功功率的方法很多，有同步发电机、同步电动机、同步调相机、并联电容器静止无



功补偿装置、晶闸管控制静止无功补偿装置、自换相型静止无功发生器等,无功补偿一般有集中补偿、分组补偿、就地补偿等方式。一般电力用户只需静止无功补偿,由于大量电力电子装置的应用造成电网波形畸变,采用并联电容器静止无功补偿容易造成谐波放大,必须引起注意。对于要求较高的港口设备,需设置就地无功补偿设备。

无功补偿量  $\Delta Q$  的计算式为

$$\Delta Q = \Sigma Q - \Sigma P \sqrt{\cos^2 \varphi^* - 1} \quad (6.6-2)$$

式中:  $\Sigma Q$  为系统补偿前总无功功率之和;  $\Sigma P$  为系统总有功功率之和(对于电动机应按电动机功率除以效率计算);  $\cos \varphi^*$  为系统补偿后目标功率因数。

## 2.2 港口机械的电气传动系统

### 2.2.1 电动机的选择

根据机械设备的生产工艺要求确定电动机的种类、转速、功率和轴伸、安装形式,应根据使用环境要求确定电动机的防护等级与冷却形式。港口机械常用电动机有直流电动机、绕线转子异步电动机、笼型异步电动机等,常用电动机种类、控制方式、常用机构见表 6.6-2。

表 6.6-2 港口设备常用电动机

电动机种类	控制方式	常用机构	备注
直流电动机	速度闭环	翻车机翻转、拨车机牵引、起重类机械起升机构	
	电动势闭环	堆取料机等设备的回转机构	
绕线转子异步电动机	转子回路串电阻	翻车机翻转、输送机、堆取料机等设备的走行机构	
	转子回路串频敏变阻器	输送机、堆取料机斗轮	
	定子调压	起重类机械起升机构	
	串级调速	翻车机翻转、起重类机械起升机构	不常用

表 6.6-3 港口机械主要机构电动机静阻转矩计算方法

机构	$M_{Tz}$ (N·m)	式中变量含义
位能负载提升过程	$M_{Tz} = \frac{mgD}{2i\eta}$	$g$ ——重力加速度, m/s <sup>2</sup> $m$ ——货物质量, kg $D$ ——钢丝绳卷筒直径, m $i$ ——系统总传动比 $\eta$ ——系统总传动效率
位能负载下降过程	$M_{Tz} = \frac{mgD\eta}{2i}$	$m_0$ ——设备总质量, kg $k$ ——轮圆摩擦系数 $\mu$ ——滑动摩擦系数 $r$ ——车轮轴半径, m $f$ ——滚动摩擦系数, m
平移机构	$M_{Tz} = \frac{g\{(m+m_0)[k(\mu r+f)\cos\alpha + R\sin\alpha]\} + C_d S R}{i\eta}$	$\alpha$ ——轨道与水平面夹角 $R$ ——车轮半径, m $C_d$ ——车体形空气动力系数 $q$ ——风压, N/m <sup>2</sup> $S$ ——运动部分迎风面积, m <sup>2</sup>
旋转机构	$M_{Tz} = \frac{M_m + M_q + M_l}{i\eta}$	$M_m$ ——系统摩擦静阻转矩, N·m $M_q$ ——支撑倾斜产生静阻转矩, N·m $M_l$ ——系统风载静阻转矩, N·m
变幅机构	$M_{Tz} = \frac{M_G + M_Q + M_m + M_b + M_l}{i\eta}$	$M_G$ ——变幅系统自重不平衡产生的静阻转矩, N·m $M_Q$ ——货物不能水平运行产生的静阻转矩, N·m $M_b$ ——货物偏摆产生静阻转矩, N·m

续表

电动机种类	控制方式	常用机构	备注
笼型异步电动机		堆取料机斗轮、液压系统油泵电动机	
双速笼型异步电动机		翻车机系统、堆取料机等设备的走行机构和回转机构等	
变频笼型异步电动机	矢量控制	翻车机系统、起重类机械起升机构	
	标量控制	翻车机系统、堆取料机等设备的走行机构和回转机构等	

(1) 确定电动机的功率。首先根据设备结构、工艺要求计算并绘制一个作业周期电动机转矩负载图,  $M_D = f(t)$ , 计算  $M_D$  应考虑对加(减)速度要求高的机械设备的加(减)速转矩  $M_{DJ}$  和稳定运行克服负载静阻转矩  $M_z$  折算到电动机轴上的阻转矩  $M_{DZ}$ 。根据  $M_D$  曲线确定  $M_{Dmax}$ , 则电动机功率  $P_{N1}$  (kW) 为

$$P_{N1} = \frac{M_{Dmax} n_N}{9550 k \lambda} \quad (\text{kW}) \quad (6.6-3)$$

式中:  $M_{Dmax}$  为峰值扭矩, N·m;  $n_N$  为根据机械结构确定预选电动机的额定转速, r/min;  $k$  为安全系数, 一般  $k = 0.6 \sim 1$ ;  $\lambda$  为根据机械结构确定预选电动机的起动倍数。

然后根据  $P = \frac{M_D n}{9550}$ , 计算一个作业周期电动机平均功率

$P_A$ 。令  $P_{N2} = P_A$ , 则电动机功率  $P_N$  为

$$P_N \geq \max\{P_{N1}, P_{N2}\} \quad (6.6-4)$$

一般港口机械设备牵引机构, 如拨车机牵引机构等对加(减)速度要求较高, 此类机构电动机功率主要由  $P_{N1}$  决定, 其余基本由  $P_{N2}$  决定。

(2) 港口机械主要机构电动机静阻转矩计算方法, 见表 6.6-3。

## 2.2.2 电气传动系统的选择

电气传动系统应根据所选电动机进行系统配置,一般无调速系统只需正确选择接触器,选择接触器除考虑电动机容量外,必须注意接触器工作制;对于交流变频调速和直流调速系统应按下式正确选择系统容量

$$I_N \geq \frac{k k_{Mm} I_{MN}}{k_A} \quad (6.6-5)$$

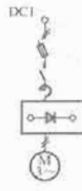
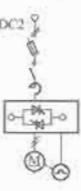
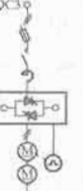
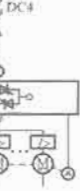


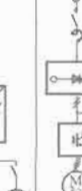

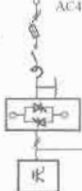

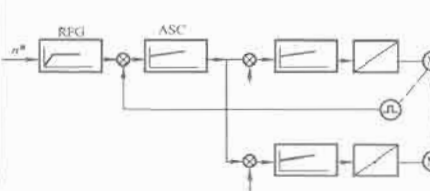
式中:  $I_N$  为调速系统额定电流;  $k$  为安全系数,  $k=1.05 \sim 1.2$ ;  $k_{Mm}$  为机械设备所需电动机最大输出转矩与额定转矩

之比;  $k_A$  为所选调速系统的过载能力。

## 2.2.3 交、直流调速系统典型传动结构

港口机械设备因运行工艺需要,很多机构有调速要求,根据调速精度和工艺控制要求不同,其传动系统控制结构也不相同。随着电力电子技术和计算机技术的发展,交流变频调速逐渐发展成为调速机构的主流方案。

表 6.6-4 是以交流变频和直流调速系统为例,列出其典型电路结构和控制。

表 6.6-4					交、直流调速系统典型传动结构				
直流调速					交流变频调速				
典型电路结构									
特点	单象限运行,用于不 换向场合,或 通过改变励 磁方向应用 于不频繁换 向运行场合, 可用于回转 机构	四象限运行,采用测 速反馈,调 速精度高, 可用于定位 要求或稳速 精度高场合 和牵引机构	电动机串 联运行,要 求电动机刚 性连接,性 能同左	电动机并 联运行,要 求电动机刚 性连接,弱 磁调速每台 电动机励磁 需单独控制, 并配电枢电 流均衡控制 器,调试困 难	单象限运行, 电动机二、四 象限运行需 配制动单元 和制动电阻, 可采用压频 控制或矢量 控制,采用测 速反馈,调 速精度高, 可用于定位 要求或稳速 精度高场合 和牵引机构	单象限运行, 电动机二、四 象限运行需 配制动单元 和制动电阻, 只能采用压 频控制,调 速精度不 高,可用于定 位要求或稳 速精度不高 场合和走行 或牵引机构	整流单元加 逆变器加制 动单元加制 动电阻结构, 应用于多机 构变频调速 场合,性能 同左 AC1 与 AC2 之和	整流回馈单元 加自耦变 压器加逆 变频器结 构,应用于 多机构变频 调速场合。 四象限运 行,可采用 压频控制或 矢量控制, 采用测速反 馈,调速精 度高,可用 于定位要 求或稳速 精度高场 合和牵引 机构	自换相整流单元 加逆变器结构, 功率因数可校正, 完美无谐波,四 象限运行采用测 速反馈,调速精 度高,可用 于定位要 求或稳速 精度高场 合和牵引 机构
刚性连接转矩同步主从结构					挠性连接转速或位置同步主从结构				
典型机械结构及其控制	 <p>说明:两台或多 台电动机刚性 同轴驱动,每台 电动机单独控制</p>				 <p>说明:两台电 动机挠性连接, 驱动同一机构, 要求转速或位置 同步。每台电 动机单独控制</p>				

## 2.3 港口机械设备自动化系统

### 2.3.1 自动化系统配置及网络结构

绝大多数港口机械设备的自动化系统均配置 PLC (可编程程序控制器),以实现设备运行工艺控制过程、完成设备管理等功能。PLC 是以微处理器为核心,综合计算机技术、自动控制技术、网络通信技术的一种通用的工业自动控制装置,具有体积小、功能强、灵活通用、维护简单方便等优点。大型港机设备常用 PLC 有西门子公司 S7-300 和 S7-400 系列、GE 公司 Fanuc 9030 和 9070 系列、ROCKWELL 公司 PLC 5 和 SLC 500 以及 Control logix、schneider Quantum 系列、三菱公司 Q 系列等。重大设备 PLC 系统配置成冗余结构。

随着网络技术的发展、现场总线产品的成熟,大型港口机械自动化系统一般配置成三层网络结构:信息层-Ether-

net、控制层、设备层。一般在操作室或电气室配置设备管理监控工业控制计算机 (IPC),由 IPC 或 PLC 实现与港口中央控制室计算机的通信,构成信息层,完成设备的管理与监控,通信一般采用光纤或无线介质;由 PLC 构成控制网,完成设备的直接计算与控制;由采用现场总线接口的电气传动系统、智能仪表或传感器构成设备网,完成系统的信息交换与分散控制。以计算机通信技术为核心的网络控制结构,提高了设备运行的安全性、可靠性,减少了布线,极大地增大了管理监控信息量。

### 2.3.2 保护及检测传感器

- (1) 走行防撞保护,有传感器雷达防撞开关、超声波开关、激光测距仪。
- (2) 防风锚定保护,有风速仪、风速开关。
- (3) 起重机起升机构下降超速保护,有超速开关。

(4) 堆取料机俯仰防碰撞保护,有超声波开关、水银开关。

(5) 皮带打滑、跑偏、撕裂保护。

(6) 起重超负荷保护,超重保护开关。

(7) 集装箱起重机、抓斗卸船机等防摇检测及控制系统。

(8) 行程检测,有光电编码器、限位开关、光电开关、凸轮控制器。

(9) 回转或俯仰角度检测,有光电编码器、限位开关。

(10) 计量检测,有翻车机轨道衡、皮带秤、计量电表。

(11) 电动机测速,有增量光电编码器、模拟测速机。

(12) 电动机温度检测,有铂电阻。

(13) 一般电气保护,有断路器、热继电器、电流继电器、电压继电器、熔断器、漏电保护。

### 2.3.3 操作方式及人机界面

港口设备一般设就地应急手动、操作台手动、自动三种操作方式。操作界面有传统按钮、指示灯操作台、专用人机界面(HMI)、产品操作台和在安装工控软件的计算机上结合运行工艺经二次软件开发的在计算机上实现操作与监控的“软操作”台。

## 3 港口设备综合管理自动化系统

### 3.1 功能描述

一个大型港口一般由多个子部门组成,每个子部门都有数量众多、种类各异的港口机械设备,众多港口机械设备的运行状态掌握和合理调度必须依赖以计算机和网络设备为核心设备的计算机管理系统——港口设备综合管理自动化系统。港口设备综合管理系统主要完成以下功能:

(1) 物流管理。

(2) 设备调度管理。

(3) 公用设备的起停。

(4) 设备状态监控、维修维护管理。

(5) 故障追忆、诊断分析。

### 3.2 港口综合管理自动化系统

港口综合管理自动化系统由1套或多套大型PLC系统和十几台或数十台计算机组成,并与各港口机械设备自动化计算机系统组成金字塔形多级分布式计算机网络,采用光纤以太网通信,对于移动设备通过带有光纤芯电缆卷筒或无线数字传输电台完成通信,简单设备通过控制电缆卷筒完成电气介质的Ethernet通信或点对点离散量简单通信。港口综合管理自动化系统除硬件配置外,为实现其功能还必须配备大量专业化软件,以及在其基础上二次开发的结合港口具体实际需要的用户应用软件。

港口综合管理自动化系统的技术水平,是现代化港口管理水平、设备技术装备技术水平的集中体现。

## 4 起重机械电气传动系统

### 4.1 起重机类型及工作分类

起重机是搬运物料的机械设备,一般有多种动作,分别由起升、运行、变幅、回转等机构完成。

起重机的基本类型有轻小型起重设备、桥式类起重机、臂架类起重机、堆垛类起重机。

桥式类起重机装于工厂厂房上部或在户外建筑物上铺设的轨道上行走,进行作业。臂架类起重机是港口装卸货物及建筑工程和其他场合使用的起重机,从回转部分伸出的臂架通常能回转360°。

根据起重机的工作繁重程度将起重机及其机构分为不同的工作类型,常按机构的负荷率和忙闲程度,将机构工作类型划分为轻、中、重、特重四级,表6.6-5列出了实例。

表 6.6-5

起重机机构工作分类实例表

类别及用途			机 构 名 称						
			起升		运行		回转	变幅或 悬臂俯仰	其 他
			主副小车		起重机				
			常用的工作类型						
手动起重机	名称用途		轻		轻	轻	轻	轻	
梁式起重机 和通用桥式起 重机	钩钩 起重机	电站安装检修用	轻	轻	轻	轻			
		一般车间和仓库用	中	中	中	中			
		繁重工作车间、仓库用	重	中	中	重			
	电磁起重机		重		中	重			
	抓斗 起重机	间断装卸用	重		重	重			
		连续装卸用	特重		特重	特重			
冶金及热加 工专用桥式起 重机	料箱起重机		重	中	中	重			
	装料起重机		重	中	特重	特重	特重		料杆旋转和摆动 重级
	铸造起重机		特重	中	重	重			副小车运行 中级
	揭盖起重机		重			重			
	夹钳起重机		重	中	重	重	重		夹钳开闭 特重级
	料耙起重机		特重		重	特重	特重		料耙倾翻 重级
	锻造起重机		重	重	重	特重			翻钢机 特重级
	淬火起重机		重	中	中	中			
	电磁起重机		特重		特重	特重			
	脱锭起重机		特重	中	重	特重			大小钳开闭 重级

续表

类 别 及 用 途			机 构 名 称							其 他
			起升		运行	回转	变幅或 悬臂俯仰			
									主副小车	
			常用的工作类型							
龙门起重机	普通龙门 起重机	安装及装卸用吊钩式	中	中	中	中			防风类夹轨器 轻级	
		装卸用抓斗式	重		重	重				
	水电站龙门起重机		轻	轻	轻	轻	轻			
	造船龙门起重机		中	中	中	轻				
	集装箱龙门起重机		重		重	重	中			
装卸桥	料场装卸用 抓斗式		特重		特重	轻			防风类夹轨器 轻级	
	港口装卸用 抓斗式		特重		特重	轻		轻		
	港口装卸集装箱 专用式		重		重	轻		轻		
门座起重机	造船用 吊钩式		中	中		中	中	中		
	水电站水工用 吊钩式		中	中		中、轻	中	中		
	港口装卸用 吊钩式		重				中	中		
	港口装卸用 抓斗式		特重			轻	重	重		
塔式起重机	建筑施工 及时安装	$H<60\text{m}$	轻		轻	轻	轻	轻	防风类夹轨器 轻级	
		$H>60\text{m}$	中		轻	轻	轻	轻		
	输送混 凝土用	$H<60\text{m}$	中		中	中	中	轻		
		$H>60\text{m}$	重		中	中	中	轻		
汽车、履带 及铁路起重机	安装及装卸用 吊钩式		中			中	中	轻		
	装卸用 抓斗式		重			中	重	轻		
浮式起重机	装卸用 吊钩式		重				中	中		
	装卸用 抓斗式		特重				重	重		
	造船安装用		中	中			轻	轻		
缆索起重机	安装用 吊钩式		轻		轻		轻			
	装卸用 吊钩式		中		中		轻			
	装卸用 抓斗式		重		重		轻			

在选择电动机或电气元件时,或在验算蜗轮减速器、制动器等的发热情况时,必须考虑周围环境温度和机构的接电持续率的大小,一般工作条件下的周围温度为 $-25\sim 40^{\circ}\text{C}$ ,机构的通电持续率FC计算式为

$$FC = \frac{100t_1}{T} (\%) \quad (6.6-6)$$

式中: $t_1$ 为在起重机的一个工作循环中该机构的总运转时间; $T$ 为起重机的一个工作循环的时间。

按规定,只有当 $T$ 不大于10min时按式(6.6-6)计算的FC值才有意义。但在某些特殊情况下(如在水电站桥式起重机或某些特大起升高度的起重机的起升机构中)会出现 $T$ 大于10min的情况,此时电动机的容量就不能简单地按FC值选择,而应按具体情况的不同考虑短时工作制时定额容量的折算。

在一般情况下,机构的接电持续率FC值与机构的工作

类型有大致对应的关系,见表6.6-6。

表 6.6-6 不同工作类型 FC 值

工作类型	轻级	中级	重级	特重级
FC 值 (%)	15	25	40	60

## 4.2 电动机容量计算

起重机的基本工况是起制动频繁,负载冲击大,低速运转时间短。各机构所需电动机功率 $P$ 按以下各式计算:

起升用功率 $P_1$ 为

$$P = \frac{Qgv_1}{\eta_1} \times 10^{-3} (\text{kW}) \quad (6.6-7)$$

式中: $Q$ 为起重量,kg; $g$ 为重力加速度,m/s; $v_1$ 为起升



速度, m/s;  $\eta_1$  为起升机构总效率。

小车运行功率  $P_2$  为

$$P_2 = \frac{\gamma_2 W_2 g v_2}{\eta_2} \times 10^{-3} \quad (\text{kW}) \quad (6.6-8)$$

式中:  $W_2$  为  $Q$  与起重小车自重之和, kg;  $v_2$  为小车运行速度, m/s;  $\eta_2$  为小车运行机构机械效率;  $\gamma_2$  为小车运行阻力系数。

大车运行功率  $P_3$  为

$$P_3 = \frac{\gamma_3 W_3 g v_3}{\eta_3} \times 10^{-3} \quad (\text{kW}) \quad (6.6-9)$$

式中:  $W_3$  为  $W_2$  与桥架重量之和, kg;  $v_3$  为大车运行速度, m/s;  $\gamma_3$  为大车运行阻力系数;  $\eta_3$  为大车运行机构机械效率。

起重机各机构机械效率近似值列于表 6.6-7。当用滚动轴承时, 阻力系数  $\gamma_2$ 、 $\gamma_3$  取  $(10 \sim 12) \times 10^{-3}$ ; 当用滑动轴承时,  $\gamma_2$ 、 $\gamma_3$  取  $2.5 \times 10^{-3}$ 。户外作业时  $P_2$ 、 $P_3$  计算值还应考虑风阻力。

表 6.6-7 机构总效率的近似值

机 构	传动型式	机构总效率 $\eta$	
		用滚动轴承	用滑动轴承
起升机构	圆柱正齿轮传动	0.80~0.85	0.70~0.80
	蜗轮蜗杆传动	0.65~0.70	0.65~0.70
运行机构	圆柱正齿轮传动	0.80~0.90	0.75~0.85
	蜗轮蜗杆传动	0.65~0.75	0.65~0.75
回转机构	齿轮传动	0.75~0.85	0.70~0.80
	蜗轮蜗杆传动	0.50~0.70	0.50~0.70

注 表中的机构总效率: 对起升机构, 包括传动装置、卷筒和滑轮组等总的效率; 对运行机构和回转机构, 只考虑传动装置的效率。因为车轮和回转支撑装置中的摩擦阻力已在运动阻力中计算。变幅机构的总效率包括传动装置的总效率  $\eta$  (可参照表中运行机构的总效率值选取) 和拉杆、齿条、滑轮组等变幅驱动件的效率  $\eta_c$  (根据具体情况另行分别计算), 而不包括臂架系统铰接点中的摩擦损失 (它们已计算在变幅阻力中了)。

根据上述计算结果从电动机样本中选择适当  $FC$  值和容量的电动机, 并注意校验电动机额定转矩、最大转矩和额定温升。

起重机专用交流电动机有 YZR、YZ 系列产品, 容量从 1.8~200kW。由于笼型异步电动机启动时转差损耗, 只适用于启动次数较少的场合; 绕线转子异步电动机转差损耗大部分消耗在外部电阻器中, 适用于启动次数较多的场合。但由于启动过程中损耗功率比额定转速时大, 散热效果差, 当启动次数达数百次每小时时, 为避免过热, 应降低容量使用。故在选择电动机及验算制动器时, 应考虑机构接电持续率  $FC$  值。

### 4.3 常用电气传动系统

起重机对电气传动的基本要求是调速, 能平稳、频繁、迅速起制动, 能实现大车运行机构的电气同步, 防止偏斜等; 此外, 还应设各种安全保护, 如过电流保护、超速保护以及安全限位、防碰撞保护等。

起重机常用电气传动系统多为简单的交流传动。其缺点是低速时转差损耗大, 工作电流大等。其中某些机构如大车走行低速持续运转时间较短, 接电持续率较小, 负载接近恒转矩负载, 故上述缺点影响不显著。常用的电气传动系统如下五种方案。

#### 4.3.1 压推杆调速

液压推杆制动器的电动机经过变压器接到主驱动的绕线转子电动机转子回路上, 可使主驱动机构获得低速; 主电动机刚接通时其转子频率为 50Hz, 转子电压经变压器变成 380V 送入推杆电动机, 打开制动器使机构开始运转; 随主电动机转速逐渐升高, 其转子电压和频率逐渐降低, 推杆推力又与推杆电动机转速平方成正比的降低, 制动器的弹簧将使制动转矩逐渐增加。当主电动机的电动转矩减去制动转矩后恰等于负载转矩时, 系统达到平衡, 稳速运行。

本方案的主要优点是简单, 仅增添几个接触器与一台小变压器 (一般在 1kVA 以下), 即可得 1:3~1:4 的调速; 从高速过渡到低速有制动力矩。本方案的缺点是调速比小, 调速特性基本只有一条, 且硬度差; 制动器有磨损和发热, 用于起升结构重载下降有时还有“溜钩”现象等。这种方案通常只适用于中小容量的电动机, 为减少溜钩现象, 可另增一套电磁制动器, 或让液压推杆电动机先断电而主电动机后断电, 或在液压推杆电动机定子端并联电容器等。

如采用晶闸管或饱和电抗器对液压推杆电动机进行控制, 并用主电动机速度反馈的闭环系统, 可获得调速比大于 1:10 硬特性的无级调速, 且在同样制动力时单位时间内闸瓦上产生的热量较小, 温升较低, 但调速比较大时往往会引起低速速度波动, 还应注意控制制动轮的偏心等问题。

#### 4.3.2 涡流制动器调速

涡流制动器由与电动机同轴旋转的电枢和固定的感应器组成。涡流制动器结构简单, 材料要求低 (除激磁线圈采用铜外, 其余都是低碳钢), 制作较方便, 坚固耐用; 需要与它配用的直流控制部分只供激磁, 功率很小; 调速比和特性硬度取决于涡流制动器元件特性, 在开环调速时调速比达 1:5~1:10。快速下降时可得较大的制动转矩; 如涡流制动器发生故障, 也只影响调速, 并不影响起重机工作。其主要缺点是低速时效率低, 损耗较大 (不论负载轻重, 电动机的转差损耗都为较大的固定值, 还存在涡流制动器的制动损耗)。因此本方案只适用于低速持续时间较短的场合。

为了得到更高的调速比 (1:20~1:40)、较硬的特性及无级调速的性能, 可采用图 6.6-5 调速闭环系统, 但往往还必须同时改动涡流制动器部件的机械特性才能做到。

#### 4.3.3 晶闸管定子调压调速

这类调速方式的优点是主回路简明, 控制直观, 不需笨重的变压器, 触发线路简单, 投资少, 维修方便, 可靠性高, 系统特性硬度 10% 时, 调速比可达 1:10~1:20, 可无级调速, 接电次数允许达 600 次/h (主要由于电动机和接触器工作能力的限制), 已能满足一般起重机的需要。其缺点是低速和反接制动运行时效率较差; 较长期低速运转时发热严重 (有时电动机容量还需放大), 低速有噪声、振动, 一般必须构成闭环才能使用; 如仅在转子回路中串入固定阻抗或频敏变阻器还较难满足各项要求, 常需加接触器进行切换; 轻载时功率因数较低。此方案适用于中、小功率, 低速工作时间比较短, 频繁起制动的一般起重机。图 6.6-6 为转

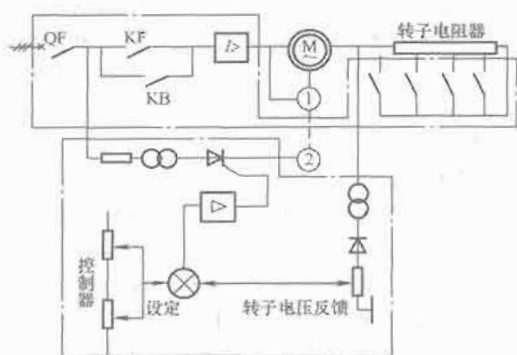


图 6.6-5 转子电压反馈涡流制动器调速系统

1—电磁制动器；2—涡流制动器

速闭环定子调压调速系统。

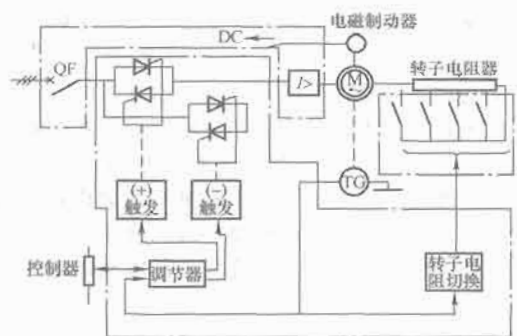


图 6.6-6 晶闸管定子调压调速系统

调压调速方案实行全控时需在电动机的每一相中接入一对晶闸管或一个双向晶闸管。后者的优点是每相只有一个元件一个散热器，正负半波只用一组触发装置，较易实现发电再生状态，可简化过压保护等；缺点是换向能力较低。

调压调速方案的绕线型异步电动机转子回路也有几种接线方案：①串接电阻，电阻值约为 0.25~0.35 倍的转子额定电阻，电动机的功率因数高，最大转矩较大，但满载提升时转速损失较多，固有在采取高速时将电阻切除的方式；②接频敏变阻器，电动机功率因数低，最大转矩小，满载提升时转速损失较小；③采用电阻和频敏变阻器并联的，性能介于上述二者之间。

因为电动机是感性负载，其功率因数变化范围较宽，起重机上电源电压变化较大，故选择触发线路应予以充分注意。各相间和正负半波间的导通角误差应控制在  $4^\circ$  以下，以免电动机电流中含有较大的直流成分；触发线路设计时还应考虑有足够的调整范围。

当起升机构下降调速时，若是阻力负载则应使电动机反向接通处于电动状态（即电动机输出转矩与其旋转方向相同的工作状态）。若是动力负载则应使电动机正向接通处于反接制动状态（电动机正向接通，而负载是下降的工作状态）。此两种工作状态的转换应是自动切换。动力负载长距离快速下降时应使电动机处于发电再生状态（电动机转速超过同步转速，并向电网回馈电能），这可用接触器短接晶闸管或使晶闸管全导通来实现。

#### 4.3.4 晶闸管串级调速

图 6.6-7 为串级调速系统。起重机械中，对更高的调速要求可做成转子电压电流反馈的闭环系统或转速闭环系统。串级调速的优点是由于转差能量可通过逆变器返回电网，低速时效率较高，电动机可较长时间低速工作；动力负载时它

能较长时间以超过同步转速的速度下降；恒转矩负载电动机降低速度时转子电流不增加。该方案的缺点是系统较复杂，有笨重的逆变变压器及滤波电抗器，系统的功率因数差（当逆变角较大时），逆变器的触发脉冲要求可靠，初始投资较大等。串级调速只宜用于功率较大，低速时间比较长，需超同步速下降等能充分发挥其优点的场合。

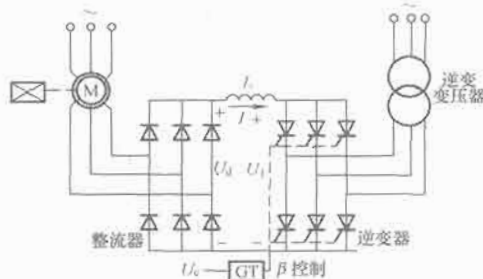


图 6.6-7 串级调速系统

#### 4.3.5 晶闸管变转子阻抗调速

图 6.6-8 为晶闸管变转子阻抗调速系统框图。该系统将转子分级串电阻与串晶闸管变流器相结合，满足调速、提升、下放等工况要求。晶闸管变流器为三相半控桥电路，通过脉冲移相控制，改变转子回路有效电流，等效于连续改变了转子外接电阻，实现电动机调速。

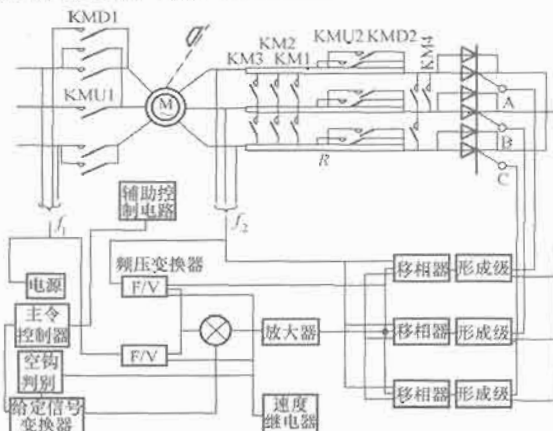


图 6.6-8 晶闸管变转子阻抗调速系统

主令控制信号发生器发出给定信号，并通过辅助控制电路控制各接触器，当在晶闸管调速时，KM4 断开。提升时，KMU2 闭合，短接二段转子电阻，下降时，KMD2 闭合，短接一段转子电阻，电动机运行于 1 象限中。重载下降时，电动机运行于 4 象限中，轻载下降时，由空钩判断电路控制运行于 3 象限中。

有级调速时，给定信号由继电器控制，给出三级电压信号；当无级调速时，给定信号由函数发生器给出连续控制电压信号。

通过间接测量转速，实现转速闭环控制。速度继电器电路完成  $50\%n_0$  以上转速时的保护和空载下降判断功能。系统调速范围为  $(1.5\% \sim 50\%)$  额定转速，速度变化率  $\leq 1.5\%$ ，与全转子串电阻调速相比可节电  $10\% \sim 13\%$ 。

#### 4.3.6 变频调速

交流电动机特别是鼠笼式异步电动机具有结构简单、制造成本低、坚固耐用、运行可靠、维护方便、惯性小、动态响应好等优点。因此，近几十年以来，随着电力电子元器件的发展，交流变频调速系统也得到了越来越广泛的应用。特别是起重机械往往是露天野外运行，更适合于采用笼型电动机变频调速。

一般机械的变频调速：在小车、大车、变幅或回转机构上几乎都采用脉宽调制（PWM）变频调速。通过改变电动机给定频率来实现调速目的，通过预置转矩等手段，可以提供大的起动转矩，在恒功率段，可以提供大的调速比，很好地满足了生产实际的需要。图 6.6-9 为这一类交流调速系统的主电路图。由于这一类设备不要求有很快的速度响应特性，且不是频繁制动，所以所配的变频器功率、制动单元和制动电阻的功率与电机功率相等或略大即可。

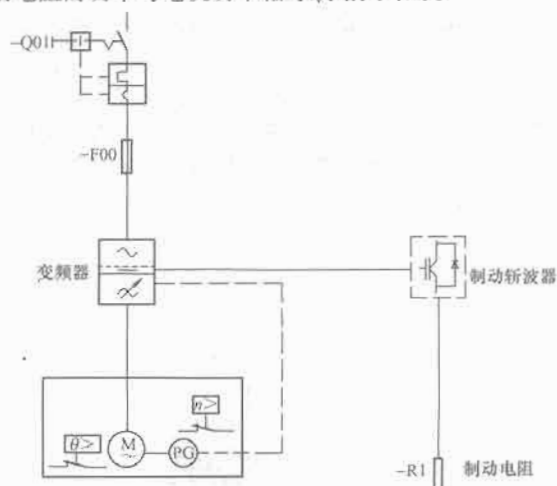


图 6.6-9 交流调速系统的主电路图

提升机构的变频调速：起重机械中，其核心机构是起升机构。在起升机构上采用变频调速必须解决的关键技术为：

- (1) 低频时能保证恒转矩输出，以避免低频时满负载工况下发生带不动负载的现象。
- (2) 满负载时在空中制动停车或再提升时，不产生溜钩现象。
- (3) 电动机减速或重载下放时，再生制动能量必须迅速释放。

(4) 基速以下实现恒转矩调速和基速以上实现恒功率调速，使得轻、空载起升速度高。

采用以下措施就可以很好的解决上述问题：

(1) 采用闭环矢量控制方式，速度反馈采用增量式脉冲编码器，系统具有足够的调速硬度和良好的低频转矩特性，即使在低频时（1~10Hz）也能以 150% 额定转矩输出，以避免低频时满负载工况下发生带不动负载的现象。

(2) 机械制动回路与变频器使能、加、减速时间的合理匹配，既可以防止溜钩现象的产生，又可以防止由于时间匹配不当而引起松闸太慢或抱闸太快的现象。

(3) 对再生制动能量的处理方式有两种，一种是用制动单元和制动电阻来吸收，另一种是通过在直流侧设置公共母线的逆变桥使之回馈到电网，采用能耗电阻的方式，制动单元和制动电阻应按照长期满负荷来选择，不能按制造厂商推荐使用的制动单元和制动电阻的容量。

(4) 50Hz 以下实现满磁、恒转矩调速，空钩或只带吊具或轻载时，通过检测吊重起动时的电流值，可以实现 50Hz 以上弱磁运行。

图 6.6-10 为采用公共直流母线的变频调速系统。

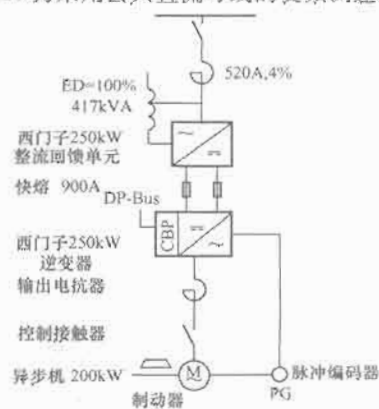


图 6.6-10 公共直流母线的变频调速系统

## 第7章 在造纸工业中的应用

### 1 生产线设备组成及生产工艺

#### 1.1 造纸生产过程

造纸工业是从木材、稻草、甘蔗渣、废纸等原料中分离出纤维质，经过洗涤、打浆等处理后，用造纸机制成纸张的工业。从木材中分离纤维质的方法有两种：一种是用机械研磨碎的磨木法，另一种是通过化学蒸煮分离纤维的方法。机

械方法适用于在短时间内以较低的成本大量生产纸浆，多采用大容量电动机，耗电量大。而化学方法适用于生产优质纸浆，耗电量约为前者的1/4左右。根据所生产的纸的种类，将上述两种纸浆按适当比例混合，再经过洗涤、打浆等，由造纸机制成纸。造纸机制出的纸再经涂布、复卷等精加工处理后出厂。图6.7-1为造纸工艺流程图。上述过程可分为制浆、造纸和精整三大系统。

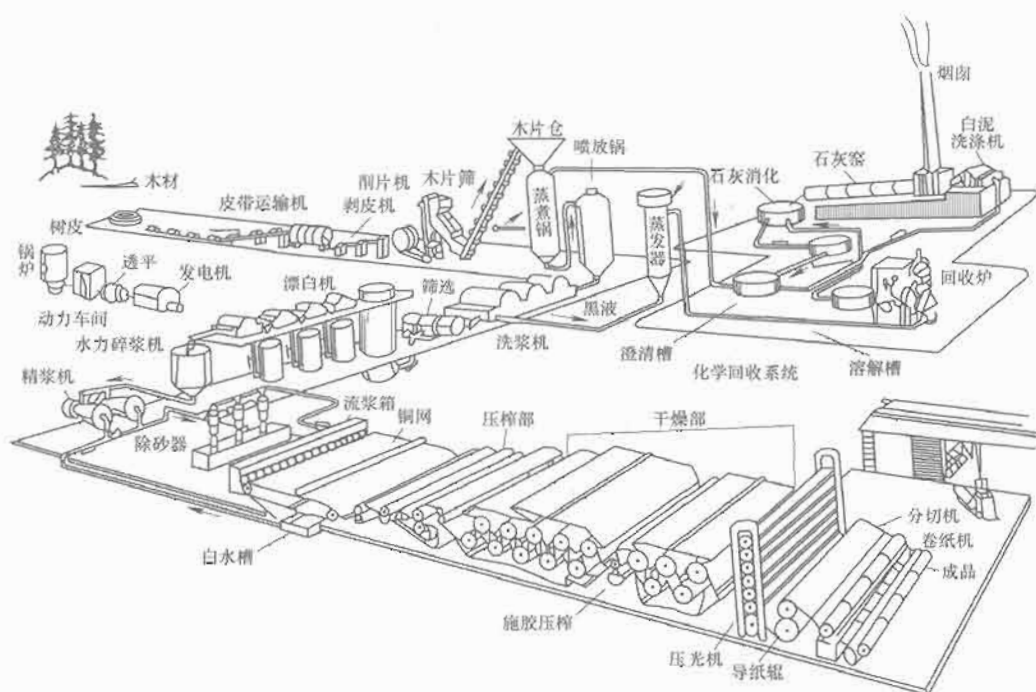


图 6.7-1 造纸工艺流程图

#### 1.2 制浆工艺流程

制浆分为草浆与木浆两类。

(1) 草浆生产工艺流程见图6.7-2。其主要用电设备是切草机、螺旋送料器、碎浆机、蒸球泵、浆泵、真空泵、打

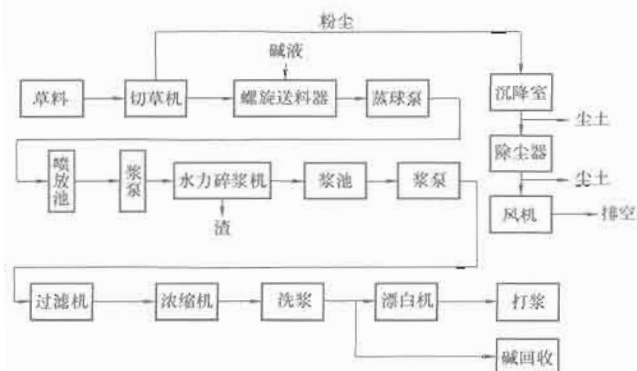


图 6.7-2 草浆生产工艺流程

浆机、双盘磨。

(2) 木浆生产工艺流程见图6.7-3。其主要用电设备是削片机、螺旋送料器、混合泵、喷放锅泵、黑液泵、热水泵、白水泵、真空泵、打浆机等。

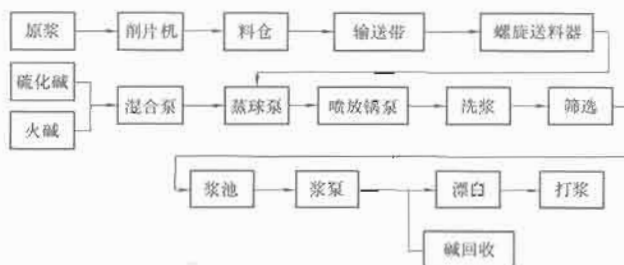


图 6.7-3 木浆生产工艺流程

#### 1.3 造纸工艺流程

造纸工艺流程大同小异，见图6.7-4。其主要设备是造纸机、浆泵、除砂泵、高压水泵、真空泵。



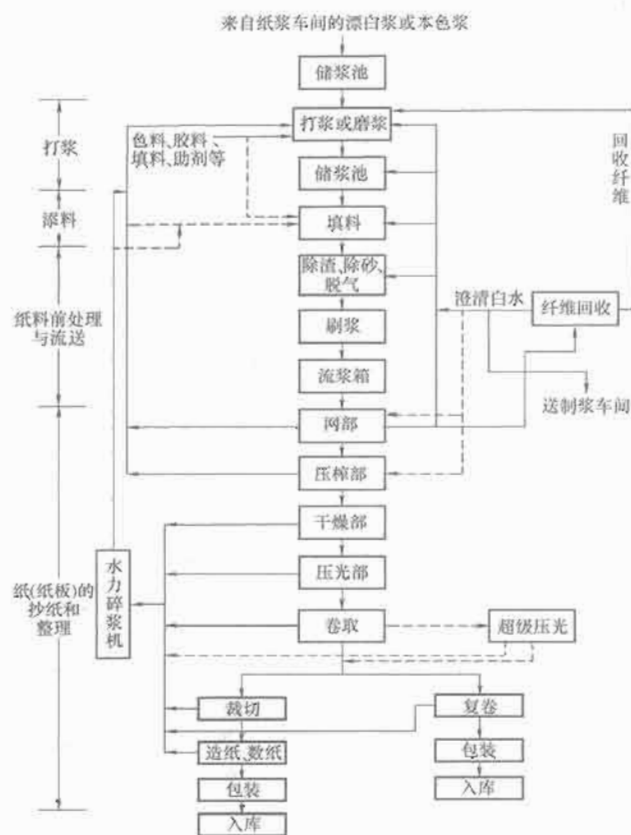


图 6.7-4 造纸生产工艺流程

#### 1.4 精整部分

精整部分主要由压光卷取机完成，其主要设备有超级压光机、复卷机、切纸机和纸板机，见图 6.7-5。

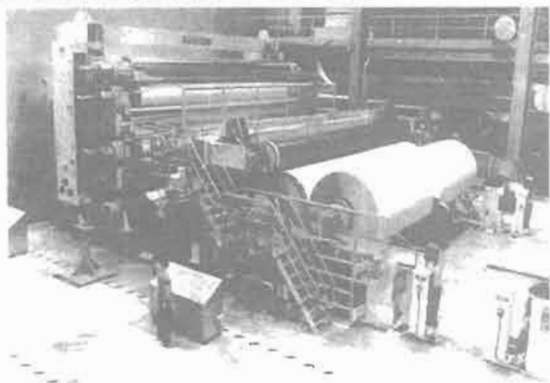


图 6.7-5 压光卷取机

### 2 制浆设备及电气设备

#### 2.1 磨木机及电气设备

磨木机是制造新闻纸等所用的设备，它将把木材压向圆筒状的磨石上将其磨碎的。按机械结构不同，磨木机大体可分为链式磨木机（见图 6.7-6）、袋式磨木机等。

它是由两侧的链条连续地把木材推压在磨石上。链条速度随同步电动机负载电流大小而自动调整，使同步电动机处于额定负载点运行提高生产率。磨木机采用低速同步电动机，功率为 1000~4000kW，恒速运转。链式磨木机自动送料原理如图 6.7-7 所示。

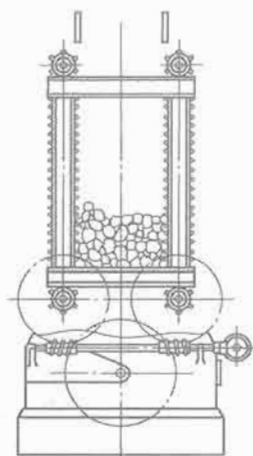


图 6.7-6 链式磨木机

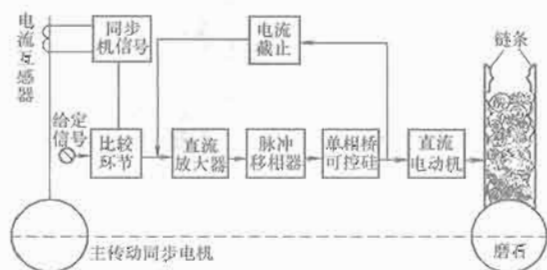


图 6.7-7 链式磨木机自动送料原理图

#### 2.2 削片机及电气设备

削片机是把木材削成木片的机械，这些木片是用来制造精制磨木浆、热磨机械浆和化学浆的。近来，由于制造新闻纸和牛皮纸业广泛采用了精制磨木浆、热磨机械浆，因此削片机日益大型化。

对削片机传动电动机来说，要特别注意它有激烈的负载变化以及冲击负载和振动等。削片机一般采用慢速交流同步电动机拖动，其电动机容量约为 1000kW 左右，以恒定速运转。

#### 2.3 精浆机及电气设备

精浆机是把木材纤维切断成适当长度，使之起毛帚化的机械，种类很多。近年来，普遍采用不经化学处理，直接用机械的方法从木片中分离出纤维，而制成精制磨木浆、热磨机械浆。这些纸浆可用作新闻纸、牛皮纸等的原料。制造精制磨木浆、热磨机械浆用的传动电动机容量非常大，而且转速高，现在有 4000~10000kW 以上的大型同步电动机。精浆机的电动机要按照苛刻的运转条件来制造，应能长期工作在接近额定负载的情况下承受大的轴向推力，以及每年只有数天停车时间等。

#### 2.4 其他辅助机械

除上述机械设备外，造纸工业中，泵、鼓风机、打浆机、水力碎浆机、搅拌机等，也使用大小不一的许多电动机，其数目达几百台，大型造纸厂甚至可达几千台。这些电动机的选择和供电系统的规划，是造纸厂电气设计方面非常重要的任务。

### 3 造纸机械

#### 3.1 造纸机的种类

纸和纸板的湿法抄造设备按成型部的形式分类,可分为圆网造纸机、长网造纸机和夹网造纸机三大类。对使用多网成型的称之为多网造纸机,如多圆网、多长网造纸机,对成型部中又有长网又有圆网的叫长圆网结合造纸机,在长网的基础上再加一个压网的叫叠网或顶网造纸机。此外,视压榨部和干燥部结构不同而分为单压榨、多压榨和多辊多压区压榨机以及单缸、双缸和多缸造纸机,图 6.7-8 为造纸机网部。

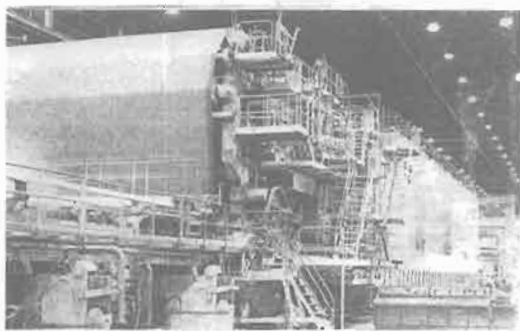


图 6.7-8 造纸机网部

圆网造纸机是国内使用最多的造纸机,占总机台数的 85% 以上。它具有结构简单、占地面积少、投资省、易上马、见效快、操作维护简便的优点,因而成为国内小型造纸厂的主要设备,特别是对抄造的纸张不同,

圆网造纸机在结构上也有所不同。对抄造一般纸张如有光纸、薄页纸、卫生纸、邮封纸、火柴纸等,常采用一个圆网,叫单圆网造纸机;对抄纸均度及质量要求较高的纸张如凸板印刷纸、书写纸、单面胶版纸等,一般要使用两个圆网,叫双圆网造纸机;对抄造定量高的纸和纸板,特别是面层、芯层和底层使用不同纸料的纸板,多用三个以上的圆网,叫多圆网造纸机。此外,圆网造纸机按生产的需要,压榨部有采用一道压榨、两道压榨和三道压榨,也有采用预压榨与主压榨结合的;干燥部有使用单缸、双缸和多缸的。普通圆网造纸机由于受到结构和纸页成形原理的限制,在车速较高时容易出现成纸均度差,纸页两面差别大,纸张纵横差别大及外观纸病较多等问题,因此普通圆网造纸机的车速受到一定的限制。如何提高圆网造纸机的车速以提高产量是目前亟待解决的主要问题。国外对圆网成形装置进行了一系列的改革,采用加压、抽真空等方法,使圆网造纸机的车速可提高到 160m/min 以上,高的可达 600m/min,甚至达到 1000m/min 以上。图 6.7-9 为造纸机示意图。

长网造纸机是目前国内使用较多的一种造纸机,由于它可以生产绝大多数品种的纸和纸板,且产量也较灵活,大型长网造纸机日产可达 300t 以上,其网宽可达 10m,抄速可达 2000m/min。长网造纸机抄制的纸张,一般质量都比圆网造纸机好,因此,在有条件的地方应该立足于使用长网造纸机。目前国内长网造纸机在机台数上虽只占 15% 左右,但在产量上则占据重要的比例。今后将重点发展长网造纸机。

夹网造纸机是在长网造纸机的基础上发展起来的新型造

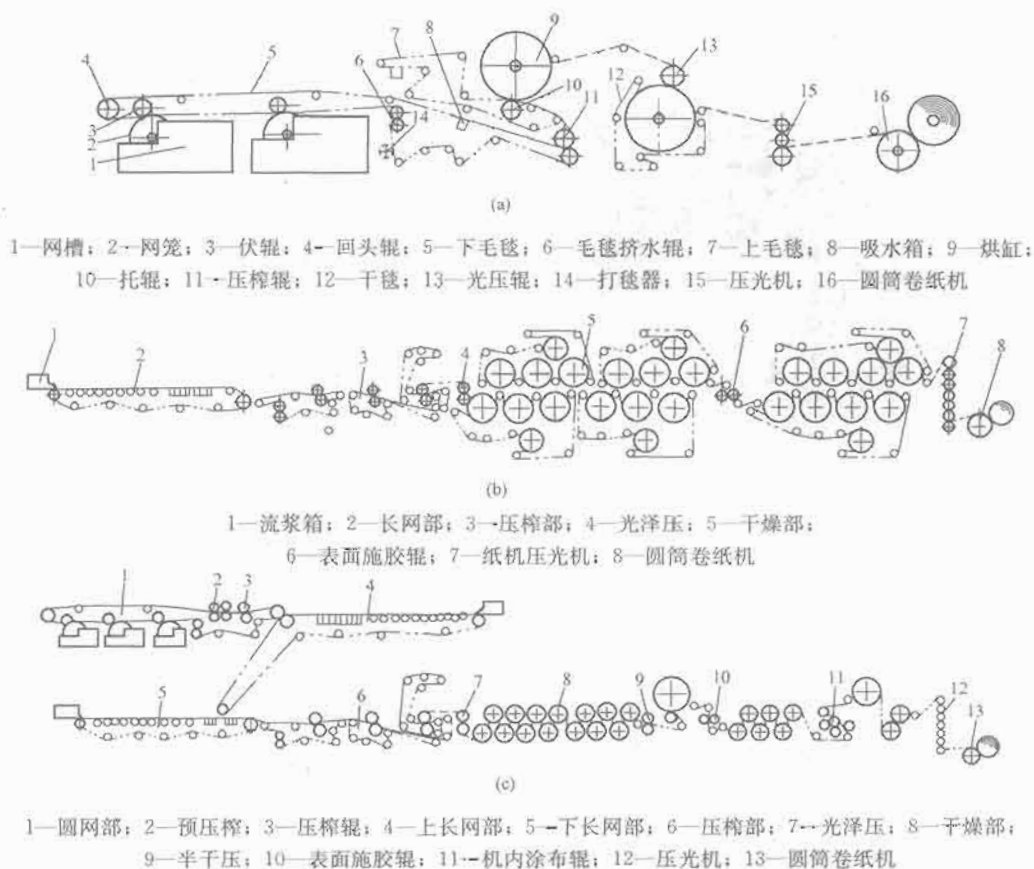


图 6.7-9 造纸机示意图

(a) 双圆网单压榨双烘缸造纸机示意图; (b) 单长网四压榨多烘缸造纸机示意图;  
(c) 三圆网双长网结合多烘缸机内涂布造纸机示意图

纸机, 纸页在两张网之间成形, 两面同时脱水, 是一种强制形成纸页的设备, 脱水速度快, 纸页无正反面差别, 纵横强度接近, 纸质均匀稳定、质量好、车速高、产量大。一般夹网造纸机的车速都在 600m/min 以上, 最高为 2100m/min, 抄宽为 2~9m。夹网造纸机目前在世界造纸技术上已占有重要的地位, 是大型造纸机的发展方向, 但技术要求高, 投资大。

### 3.2 造纸机的传动方式

造纸机是连续地把纸浆经过网部、压榨部、干燥部、压光机和卷纸机等部分制成纸的机械。纸浆向网部流出, 经压榨部脱水、干燥部烘干、压光机压光, 最后, 由卷纸机卷纸。期间, 由于纸张的伸缩, 各分部之间应有一定的速度差, 通常称为速度差控制。为了进行这种速度差控制, 必须调整纸机各个分部滚筒的线速度, 即滚筒的转速, 使各个分部之间的相对速度严格地保持恒定。保持速度差恒定所必须达到的精度, 低速纸机为 1% 左右, 高速大型纸机为 0.05%~0.01%。纸机传动的方式有两种, 即由一台电动机传动的总轴传动方式和各个分部分别由单独的电动机传动的分部传动方式, 采用直流电动机或交流电动机都可以达到传动的技术要求。

(1) 造纸机的总轴传动方式。总轴传动方式是在与纸机平行的方向上安装一根主传动轴, 此轴由调速电动机来传动, 调节主电动机的转速就能改变纸机的速度, 如图 6.7-10 所示。各个分部通过与此主轴连接的锥轮或差动齿轮, 无级变速装置传动, 并进行纸张伸缩性的调整。为了使各分部能单独地停车、起动, 各分部都装有电气离合器等。

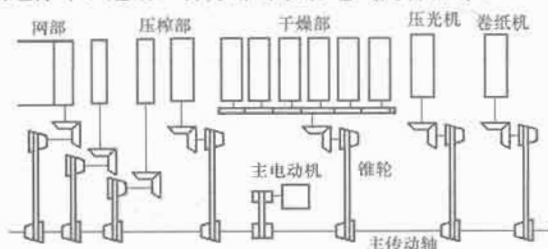


图 6.7-10 采用锥轮的总轴传动方式

(2) 造纸机的分部传动方式。由于采用总轴传动方式, 主传动轴和速度差控制调整机构的机械损耗大, 而且难以进行响应快的速度控制和张力控制等, 因此, 大中型造纸机多采用各个分部分别由单独电动机传动的分部传动方式。该传动方式对传动电动机进行高精度速度自动控制, 速度差的设定与控制皆用电气方式进行, 当要求精度高时, 可采用数字控制。压光机和卷纸机等纸张已经干燥了的分部, 可用张力控制或电流控制。分部传动方式见图 6.7-11。

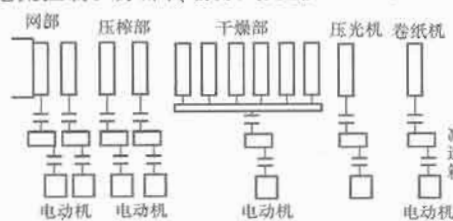


图 6.7-11 分部传动方式

速度差测定装置也叫速度差测量仪, 它是造纸机传动方面非常重要的测定装置。由于必须高精度地测定各个分部纸张的速度差, 通常是采用脉冲发生器。可将脉冲发生器装在电动机上, 根据其转速算出滚筒的线速度, 并用数字的方法

测定出该分部与相邻分部或任意分部之间的速度差。

## 4 造纸机的传动系统

### 4.1 造纸机对电气传动的要求

造纸机的传动机械中, 只有网部、压榨部、烘缸部、施胶部、压光部、卷取部等分部的传动为变速传动。对电气传动的常规要求为起动平稳无冲击, 长期运行可靠, 抗干扰性能好, 起停、点动、爬行速度可微调并满足全线急停, 工艺连锁等控制要求。造纸机的运行特性如图 6.7-12 所示。

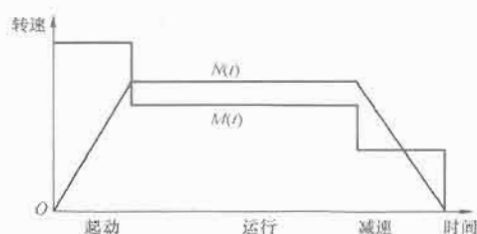


图 6.7-12 纸机运行特性

(1) 造纸机根据生产纸种的要求, 虽然已经分成了许多类, 但一台造纸机并不限于只生产一个品种。为了适应不同纸种和定量改变的需要, 造纸机传动要求有一较大的速度变化范围。造纸机最低车速和最高车速之比, 称为调速比。一般造纸机的调速比为 1:2~6。例如新闻纸纸机调速比为 1:2, 印刷纸和书写纸的造纸机的调速比为 1:4, 而生产品种变化较多的工业技术用纸和高级纸的造纸机调速比可高达 1:6, 个别情况甚至达到 1:10。

(2) 造纸过程中, 有时由于浆料配比、纸料性质和纸机运转等情况的改变, 纸机车速一般应有 10%~15% 的调速范围。

(3) 造纸机的速度往往由于电源的电压、频率以及纸机负荷类定变化等因素的变化而发生变化。为了稳定纸的定量和减少纸页断头, 要求保持车速稳定。车速稳定所需的精确度决定于纸的定量偏差和纸页不发生断头。实践证明, 其速度偏差最大允许值, 对包装纸为 ±(2%~3%), 对中等质量的纸为 ±(1%~2%), 对印刷纸为 ±(0.5%~1%), 高速纸机为 ±(0.1%~0.01%)。

要很准确地调节上网的浆料是比较困难的, 因此在生产规定定量的纸种时, 往往用稍稍调节造纸机车速的方法来控制的实际定量使之符合要求。

(4) 造纸机传动还要保证能够准确地调整各个部分的速度。纸机上的纸受到牵引力的作用, 在湿部产生纵向伸长, 在干部开始纸的纵向继续伸长, 等到纸因干燥含水量降低以后, 纸会收缩减少纵向的伸长变形, 最后到压光机和卷纸机再度牵引而伸长, 因此, 造纸机各个部分的速度应当是不同的, 以保持适当的纸幅张力, 避免纸幅拉得过松或过紧而造成打褶或断头, 如表 6.7-1 所示。由此可见, 纸机各分部的速度必须是可以调节的, 一般各分部的调节范围不超过 ±(10%~15%)。

表 6.7-1 造纸机各部分的相对线速度和速度差 %

部位	黏状浆纸 (电容器纸等)		中等黏状浆纸 (印刷书写纸)	
	各部速度	速度差	各部速度	速度差
伏辊	89~91	—(9~11)	94~95.5	—(5.5~6.0)
一压	94~95	—(5~6)	96~97	—(3~4)

续表

部位	黏状浆纸(电容器纸等)		中等黏状浆纸(印刷书写纸)	
	各部速度	速度差	各部速度	速度差
二压	97~98	—(2~3)	97.5~98	—(2~2.5)
三压	98.5~99	—(1.0~1.5)	98.5~99	—(1.0~1.25)
干燥部	100	0	100	0
压光部	100.05~100.15	0~0.5	100.05~100.15	0~0.5
卷纸机	100.1~100.3	—	100.1~100.3	—

(5) 造纸机各分部具有长期连续单方向运行的恒转矩特性。其中压光分部有短时反向低速运行的需要。

(6) 为了检查和清洗造纸网、毛毯、干毯以及检查各个分部的运行情况,传动系统都必须有 10~25m/min 的爬行速度。

(7) 影响造纸机速度稳定的主要因素有造纸机工艺参数的变化如网部真空度、压榨部压力、纸浆浓度、纸张的断裂、电网电压的变化等。为此电控系统设计成转速负反馈(克服负载变化造成的速度变化)和电流负反馈(克服电网电压变化引起的电流变化)的双闭环控制系统。当造纸机工艺参数变化引起转速变化时其变化量通过转速调节器进行调节,当电网电压变化引起的电流变化时其变化量经电流调节器进行调节,最终将转速误差减少到零。

(8) 为保证造纸机的稳定转速可选用脉冲编码器作为测速反馈元件克服模拟测速机带来的漂移误差,使测速精度比模拟测速机提高了好几倍。随着造纸机车速的提高,对电气传动系统提出了更高动态性能要求。

(9) 大型高速造纸机各分部的传动功率日趋增大,最大的分部功率可达几百千瓦甚至上千千瓦,这样大的功率,如果靠网部或毛毯来传递,会影响使用寿命。为此,将此分部传动点改成多个电动机传动以减少网部或毛毯的张力,相应对电气传动系统提出了多电动机负荷(力矩)分配问题。

(10) 造纸机传动装置主速度的给定可由本地操作台控制,也可由过程控制系统(DCS)控制;此外,还用硬件急停按钮控制对主机紧急停车,以保证人身和设备的安全。

(11) 造纸机各分部通常由本地操作盘控制,但也可用过程控制系统控制。典型的分部加速度速率为 6~8m/s。分部控制可包括以下所有功能或其中几个功能:

- 1) “运行”和“停止”按钮。
- 2) 更换网毯用的电动(可前向或反向)按钮,通常为 15~20m/min 速度,只在按下按钮时才起作用。
- 3) “爬行”按钮,通常速度为 15~30m/min,并具有保持功能,即在按下“停止”按钮后才能停下来。
- 4) “低速运行”按钮,使分部速度在 90~150m/min 运行,以“跑合”装好后的网毯和烘缸等,要按下“停止”按钮才停下来。
- 5) “加速”按钮,只在压下按钮时暂时增加分部的速度。通常不具保持功能,速度增加取决于开放纸段的长度,一般为 1~4m/min。
- 6) 牵引状态按钮,增加牵引力按钮和减少牵引力按钮以调节各个分部的相对速度。大多数现代化造纸机都固定成形部的速度,并为下游各分部提供逐步增加的牵引力,典型的牵引力调节为 0.5m/min。
- 7) “速度微调”按钮,将分部速度微调至与前一个分部的速度相吻合,按下牵引力按钮就可恢复到牵引力控制。
- 8) 张力按钮,增加张力和减少张力,以调节前一个分

部的张力。过去是用摆动辊(SWING\_ROLL)控制纸页张力。现在,在干部已逐渐增加使用直接张力负荷传感器。压下牵引力按钮就可使分部恢复到牵引力状态。有些负荷传感器控制,在断纸时具有使分部自动恢复到“速度状态”的能力。有些传动系统有张力“记忆”功能,当置于“张力状态”时,又会恢复到原先的张力值。

9) 应提供指示灯或其他图像,作为诸如准备情况、过程故障、电气故障等的终端之用,有些图像还能精确地描绘出故障情况,使传动系统停下来。

10) 以“数字显示”表示分部的速度、负荷百分率、从前一个分部来的牵引力和去后一个分部的牵引力以及其他的状态(即张力、转矩、速度等)。

11) 在有多台电动机的分部,可提供“负荷分配”的按钮,以控制各电动机之间的转矩分配。

## 4.2 造纸机电气传动的方案选择

造纸厂需要调速的造纸设备主要采用以下两种调速方式:直流电动机调速和交流电动机调速。

约自 1980 年起,直流传动方案通常是成本较低的传动解决方案,如图 6.7-13 所示。它具有性能可靠、操作简单和运行平稳等优点,因此一直是纸机和复卷机普遍使用的传动形式。特别是到了 20 世纪 80 年代中后期,模拟调速技术被全数字调速技术所取代,从而解决了长期困扰模拟调速系统的抗干扰性能差、运行不可靠、受元器件老化和温度变化的影响,能长期保持稳定的控制精度,大大地提高了系统的动态和静态指标。

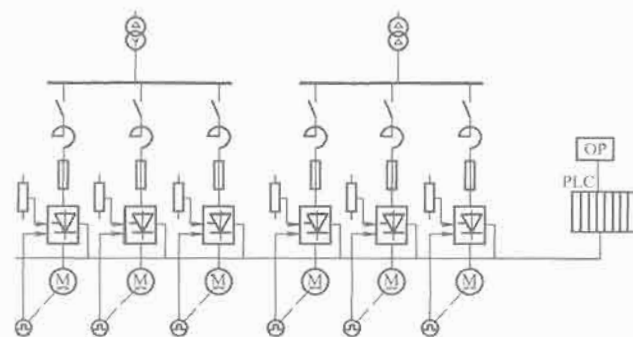


图 6.7-13 造纸机传动系统的直流传动方案  
(单象限运行)

到了 20 世纪 80 年代中期,由于微电子技术的发展、微机软硬件水平的提高、变频调速控制策略的成功实施、高频电场控制绝缘门双极晶体管 IGBT 的应用,使交流变频调速技术突飞猛进。交流变频调速传动的静、动态性能与直流调速传动可比美。另外,交流变频电动机价格便宜、维修方便,因此交流电动机传动方案在造纸机、复卷机、涂布机和超级压光机电气控制系统中已广泛应用。这种传动的基本原理是交流电动机速度的变化几乎与所用频率成正比,从工厂的固定频率的电源获取可变频率。它首先是将工厂电源整流成直流电源,然后直流电源通过半导体装置的转换为调频交流电源。这种转换受数字调节器的控制,交流电动机传动的最大优点是用交流电动机,它比直流电动机所需的维护和维修要少。图 6.7-14 所示的变频器方案和图 6.7-15 所示的交流公共母线方案。交流传动的其他优点有:

- 1) 提高了电源的功率因数,系统总效率。
- 2) 可以更简便地获得正反转。
- 3) 提高了电动机运行可靠性。





## 4.5 典型造纸机电气系统方案

### 4.5.1 低速造纸机传动

低速造纸机的抄速一般为 200m/min。它有两种交流方案可供选择。

(1) 交流方案 1: 选用工程型交流变频器, 无测速机速度控制, 模拟量速度给定, 按分部电动机额定电流选择变频器 (干部烘缸变频器要适当加大), 添加过压吸收单元, 见图 6.7-21。

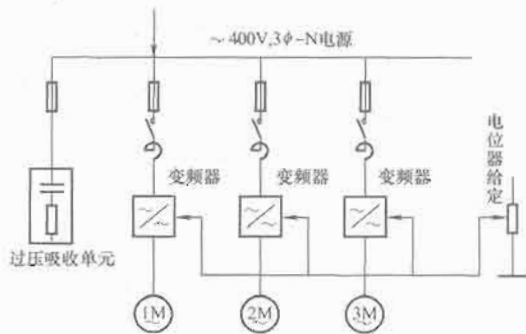


图 6.7-21 低速造纸机传动交流方案 1

(2) 交流方案 2: 选用工程型交流变频器, 脉冲测速机速度控制, USS/Modbus 数字速度链给定, 小型 PLC 操作控制, 按分部电动机额定电流选择变频器 (干部烘缸变频器要适当加大), 添加过压吸收单元, 见图 6.7-22。

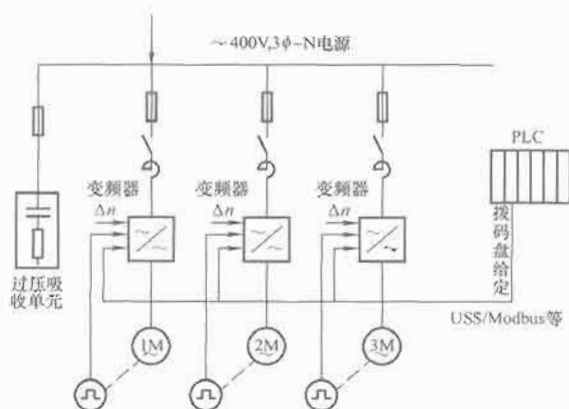


图 6.7-22 低速造纸机传动交流方案 2

### 4.5.2 中速造纸机传动

中速造纸机的抄速一般为 200~500m/min。它的交流方案是选用工程型交流变频器, 脉冲测速机速度控制, 数字速度链给定, USS/Modbus/Profibus-DP 等通信; 触摸屏操作面板监控系统, 中型 PLC 操作控制, 按分部电动机额定电流选择变频器 (干部烘缸变频器要适当加大), 烘缸压光部添加制动单元, 添加过压吸收单元, 见图 6.7-23。

### 4.5.3 高速造纸机传动

高速造纸机的抄速一般为 500m/min 以上。它的交流方案是选用工程型交流变频器, 脉冲测速机速度控制, 数字速度链给定, Profibus-DP 等通信, 触摸屏操作面板监控系统, 大型 PLC 操作控制, 按分部电动机额定电流选择变频器 (干部烘缸变频器要适当加大), 轴式卷取分部添加卷取工艺板, 添加过压吸收单元, 见图 6.7-24。

## 4.6 造纸机系统变频器的选择

当今造纸机传动主要采用交流变频传动, 而市场上变

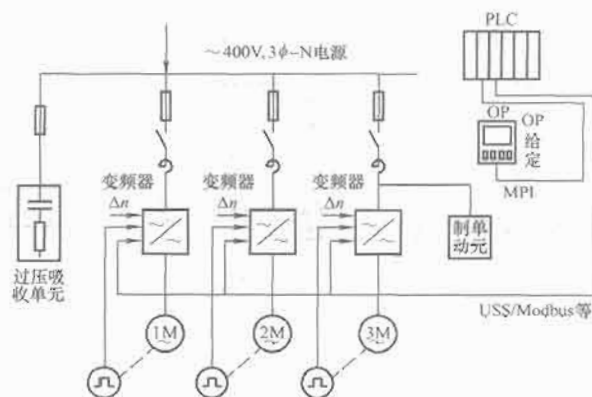


图 6.7-23 中速造纸机传动交流方案

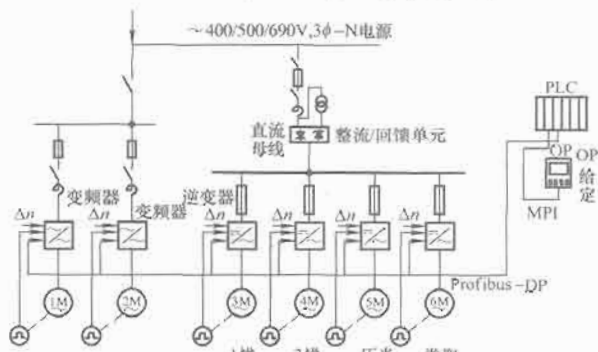


图 6.7-24 高速造纸机传动交流方案

频器品牌众多, 功能基本类同, 选择变频器的基本原则如下:

(1) 选择恒转矩负载性能的变频器, 不能选择风机泵类的过载能力较小的变频器。

(2) 选择满足造纸机使用条件的变频器。变频器必须满足环境温度、湿度、防尘、防腐、防霉、海拔高度等环境条件的要求, 性能良好, 运行可靠。

(3) 选择频率分辨率高的变频器。一般变频器分辨率为 0.01Hz, 而工程变频器为 0.001Hz。根据造纸机要求的调速范围及精度来选择变频器的分辨率, 高速大型造纸机选择工程变频器 (0.001Hz) 为好。

(4) 选择有足够数字量输入/输出信号通道 (DI/DO) 的变频器。这些功能有:

- 1) 起动/停止用于本分部电动机的启停控制。
- 2) 爬行/运行用于低速调试检修与正常运行的切换。
- 3) 单动/联动用于要求负荷分配各传动点的单动/联动切换。
- 4) 紧急停车用于事故急停。
- 5) 速度微增用于传动点的速度微调或张力微调。
- 6) 速度微减用于传动点的速度微调或张力微调。
- 7) 紧纸用于传动点的紧纸调节。
- 8) 松纸用于传动点的松纸调节。

(5) 要求有脉冲编码器接口, 测速时满足码盘精度和速度对通道的要求。

(6) 选择有足够模拟量输入/输出信号通道 (AI/AO) 的变频器, 满足模拟的主给定、附加给定、转速转矩附加调节信号及电流转速指示仪表所需。

(7) 选择有通信能力的变频器, 能和多种通信协议连接, 接受指令并传送变频器的数据状态。

(8) 选择软件使用方便可靠的变频器。变频器具有电动机参数自动辨识、调节器参数自动优化、故障自动诊断等

功能。

(9) 选择售后服务良好, 服务迅速, 服务价格合理, 备件充足的制造商。

#### 4.7 造纸机系统电动机的选择

(1) 冷却: 由于电动机常处于低速运转, 其冷却情况恶化, 必须外加通风电动机, 强制通风冷却。如不采用强制风冷, 则应根据调速范围放大电动机额定容量。

(2) 容量裕度: 造纸机由于长期工作的负荷性质, 其电动机余量和装置应给以一定的余量以延长使用寿命。一般建议电动机和装置容量其实际使用容量为额定容量 70%~80%。对于烘缸分部其变频器或直流调速装置的额定容量更应比电动机容量放大 1~2 个规格, 因为此部的起制动电流较大时间较长, 设计必须注意。

(3) 输出电抗器: 考虑由 IGBT 输出的电压具有较高的  $dv/dt$ , 影响电动机使用寿命。因此, 在电动机电压较高和变频器与电动机间连接电缆较长时应考虑添加输出电抗器, 以保护电机。

#### 4.8 造纸机电气传动系统的过压保护

由于常用的造纸机传动装置内部没有设置供电线路的过压保护, 装置制造厂认定过电压保护装置应由造纸机设计单位或造纸机厂考虑, 往往使这一重要的保护环节被遗漏。而在实际使用中一旦前级电源跳闸就会造成造纸机传动装置的大量损坏, 为此特别提出这一问题, 引起使用单位注意。在造纸机电气传动装置电源输入端一定要加装过压保护。

通常一台造纸机由一台专用变压器供电, 其原边为 10kV 或 6kV, 副边电压将根据装置的电压而定, 多为 400V 和 660V。为保证装置的可靠运行, 除装置自身保护外还应考虑断路器跳闸引起过压保护 (如高压侧失压跳闸)。为此系统应设置变压器二次侧浪涌电压吸收装置。交流侧过电压主要是在切断变压器时, 储藏在磁场内能量释放时引起的, 在没有抑制措施时, 在阀侧产生的瞬变电压的峰值可达工作电压峰值的 8~10 倍, 为此, 需要用过电压抑制器将过电压峰值限制在允许范围内, 一般为 1.4 倍以下, 否则容易损坏电子器件和稳压电源等。在变压器二次侧电流过大引起熔断时, 储藏在变压器二次绕组的漏感内的磁场能量释放出来引起的过电压。这个过电压可通过以下回路保护: ①交流阻容式保护回路。②整流阻容式保护回路。③交流侧压敏电阻保护回路。④静电感应过电压保护回路。⑤换向过电压用阻容保护回路。晶闸管变流回路过电压保护电路见图 6.7-25。

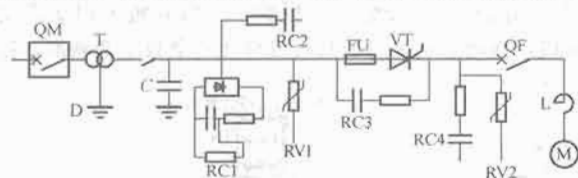


图 6.7-25 晶闸管变流回路过电压保护电路

(1) 交流阻容式保护回路。主要用于抑制变压器接通以及空载切断时可能出现的尖峰瞬变电压。在无抑制回路条件下其瞬变电压峰值可达正常的 8~10 倍, RC 回路的设计可参见自动化设计手册, 根据经验选取  $C=8\mu F$ ,  $R=16\Omega$ 。

(2) 整流阻容式保护回路较少使用, 可参见电气传动自动化手册。

(3) 压敏电阻式保护回路。在变压器交流侧采用金属氧化物烧结制成的非线性压敏元件作为过电压保护, 其主要优

点是压敏电阻有正反向相同的陡峭的伏安特性。压敏电阻在正常工作时只有很少的损耗, 而一旦出现过电压时, 可通过高达数千安的放电电流, 将电压抑制在允许的范围内, 并有损耗低, 体积小, 对过电压反应快的优点, 是一种较好的过电压保护元件。

### 5 复卷机的传动系统

#### 5.1 复卷机的结构及动作

复卷机是将造纸机所生产的原纸卷, 经过定宽分切、整理, 再复卷成里外紧度均匀合适的成品纸卷的机器。复卷机一般由退纸辊、引导辊、纵切机、卷取底辊等构成, 各组成部分都由独立的电动机传动, 如图 6.7-26 所示。原纸卷放在退纸辊上, 通过引导辊到达纵切装置, 几把纵切圆刀将纸分裁成所需的宽度, 然后送到卷取辊进行复卷, 达到规定长度后即停下来; 再换上新的纸芯重复上述过程。

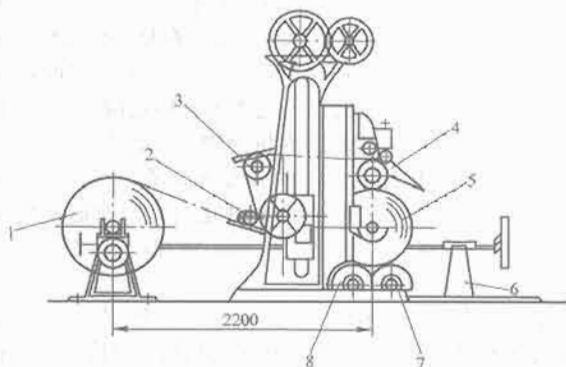


图 6.7-26 上引纸复卷机结构图

1—退纸辊; 2—弹簧辊; 3—导纸辊; 4—纵切机构;  
5—卷纸辊; 6—手动制动装置; 7—前托辊; 8—后托辊

复卷机的速度一般应为造纸机速度的 2~3 倍, 要求运转特性应尽可能地快速而平滑地加减速; 从领纸到最高纸速, 调速范围约为 1:150, 要求稳定恒速运转。

#### 5.2 复卷机对传动系统的要求

复卷机的电气传动包括放纸辊和卷纸底辊两部分。放纸辊在正常工作时, 长期处于制动状态, 在小容量超级压光机电气传动时, 采用磁粉制动器, 大容量时采用电动机。引纸时放纸辊工作在电动状态, 运行时自动切换到张力控制状态, 故要配置四象限运行系统。

卷纸底辊要求有宽的调速范围, 有较低的领纸速度, 一般为 10~15m/min, 并且平稳启动和制动; 在断纸时, 能快速制动, 故也要配置四象限运行系统。

#### 5.3 主要控制工艺的描述

通常复卷生产工艺对电气传动的要求除常规的启动平稳无冲击、连续运行工作可靠、抗干扰性能好以及起、停、点动、爬行、紧停、工艺连锁等控制外, 还应根据不同要求具有以下几方面的功能特点:

- (1) 调速范围在 1:150 以上。
- (2) 控制灵活方便、调节灵活、线速度和张力等参数调节和显示直观。
- (3) 在整个调速范围内, 卷纸张力恒定。
- (4) 通信监控或总线网络控制。
- (5) 远程诊断和数据监控。

为满足以上生产工艺要求,当前复卷机电气传动控制系统有两大类,直流调速传动和交流变频调速传动。

#### 5.4 复卷机电气传动的特点

复卷机电控系统主要用于在复卷过程中维持纸的张力恒定,使纸卷的紧度里外均匀。为提高纸卷质量,对于高速的复卷机除了控制纸的张力恒定外,还要控制压纸辊的压力和两个底辊间的转矩差。放纸辊处于张力控制下运行,而卷取及其附属设备传动则在速度控制下运行,卷取传动的两个底辊,为主从控制,主辊为速度控制,从辊为转矩控制,其间的负荷分配影响再卷纸辊的质量。

(1) 张力控制。放纸装置传动,根据纸页的张力在加速时可以电动或制动两种状态。在卷取的运行区段内,放纸传动将处于制动状态,以维持所需的纸页张力。在减速期间,放纸传动将进入制动状态。在紧急停机时,放纸传动进入过载制动状态。零速时,张力一般为运行张力值的25%~30%,用以在复卷机停机时维持纸的张紧,零速张力则由退纸传动提供。纸芯从动型退纸装置必须在复卷机的整个速度范围[例如0~2400m/min(0~8000ft/min)]内能以固定转矩运行,从而在退纸的直径范围内有固定的功率。例如,以一台2400m/min速度的复卷机为例,退纸装置为746kW,带625mm卷轴和2540mm的大纸辊,在2400m/min时,2540mm大纸辊将以306r/min转速运行,因而退纸传动装置必须有746kW、306~1222r/min转速,并提供0~306r/min转速的固定转矩。

纸的张力控制有多种方法,主要方法为电气控制。电气控制又分为间接张力控制和直接张力控制。间接张力控制即控制放纸辊电动机的制动功率,使之恒定。常见的控制方法是使电动机反电动势恒定和电枢电流恒定,也可以是电动机的反电动势和电流可变使其二者乘积恒定。用间接张力控制在升速及降速期间要进行动态力矩的补偿,以获得较高的张力控制精度。直接张力控制是用张力计直接测量纸张的张力,构成张力闭环控制保持纸张的张力恒定。复卷机的运行曲线见图6.7-27,张力反馈控制框图见图6.7-28。

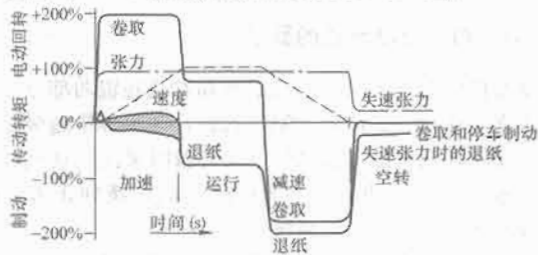


图 6.7-27 复卷机的运行曲线

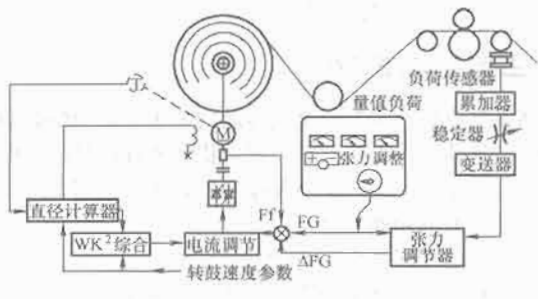


图 6.7-28 张力反馈控制框图

(2) 压力控制。为保持纸卷和底辊间压力恒定以免随纸卷增大而压力增大,为此通过电位器或自整角机对纸卷直径进行测量,将纸卷直径经函数变换器转变成压力给定值经压

力放大器、液压比例阀、液压缸和压力传感器控制纸辊的压力,达到随着纸卷直径逐步加大,逐步减少压纸辊液压缸压力,从而获得均匀压力。压力曲线见图6.7-29。

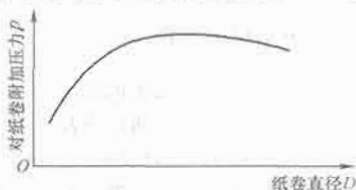


图 6.7-29 压力曲线

(3) 转矩差控制。两个底辊间的转矩差应随着纸卷直径的加大作相应的变化,随着卷径的增大,前底辊转矩逐渐减小,后底辊转矩逐渐增大,从而得到较理想的成品纸卷。为此要求电控系统设有转矩差调节器,由测量纸卷直径大小经函数变换器转变成转矩差信号给定值,使前底辊转矩逐渐减小,后底辊转矩逐渐增大,见图6.7-30。

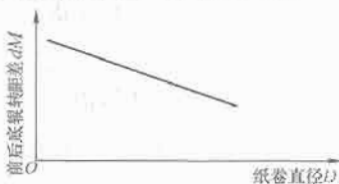


图 6.7-30 转矩差控制曲线

(4) 卷取传动装置。卷取传动装置包括转鼓传动、压纸辊传动和所有用于调速的导纸辊的传动,还有可能控制转矩。这些传动装置在加速时,其电动机将进入过载负荷状态,在运行期间处于额定负载状态,在减速期间或紧急停机时将进入过载状态。

卷取传动装置的“表面”驱动纸页,即纸页速度为纸辊的表面速度,因而可视为固定转矩的传动,使用常见的“直联”电动机,电动机与纸辊的速度为 $V=\pi DN$ 。在卷取转鼓直径78cm的2400m/min复卷机上,纸辊速度约为986r/min。两台447kW(600HP)的转鼓电动机必须能在整个0~2400m/min(0~986r/min)的速度范围内保持恒定转矩运行。

要注意的是,复卷机的传动功率受所需纸页张力,纸辊和纸的不同惯量,以及所要求的额定加速和减速作用的影响。

#### 5.5 复卷机电气控制典型实例

以高速复卷机(1500m/min以上)为例,其电气控制单线图如图6.7-31所示。放纸辊、前后底辊采用交流变频电动机,拖动系统采用公共直流母线的全数字变频器,控制

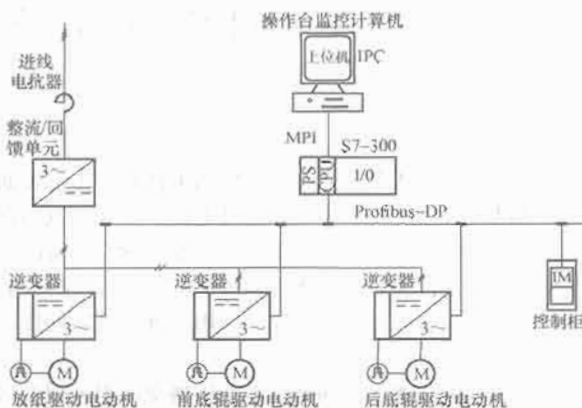


图 6.7-31 高速复卷机电气控制单线图



方式带光电编码器测速反馈的闭环速度控制系统；用 S7-300 PLC 完成工艺计算和联锁，人机界面采用彩色的触摸式操作控制面板，实现各种综合化参数的控制和监视。

S7-300 PLC 和三台逆变器通过现场总线 Profibus-DP 协议的通信网络进行数据传输，其中 S7-300 CUP 为主站。该网络信息传递迅速、传输时间短、传输数据量大，人机界面与 S7-300 PLC 之间采用 MPI 多点接口实现数据通信。

## 6 压光机的传动系统

### 6.1 压光机的结构及动作

超级压光机主要分为放卷辊（又称退纸器）、压光辊（含主电动机）和收卷辊等。超级压光机结构如图 6.7-32 所示。原纸从放卷装置处经引纸辊依次通过各纸粕辊和冷铸辊后进入中心收卷。它由冷铸辊和纸粕辊交替堆叠而成。纸幅自顶辊在逐渐增加压力的情况下从各辊间通过，从而达到提高光泽度、平滑度、紧度和厚度一致性的效果。

### 6.2 超级压光机对传动系统的要求及控制

超级压光机的放纸部分基本与复卷机相同，不再重复。卷纸辊一般采用摩擦卷纸方式，纸辊紧靠着卷纸辊被动旋转，无论纸卷大小卷纸辊的转速将同主辊保持一定比例关系，卷纸辊和主辊间为速度协调比例控制。

超级压光机主传动平稳起动、制动，在断纸时要求能快速制动，一般可采用动力制动，在大型超级压光机则采用再生发电制动，采用四象限可逆系统。

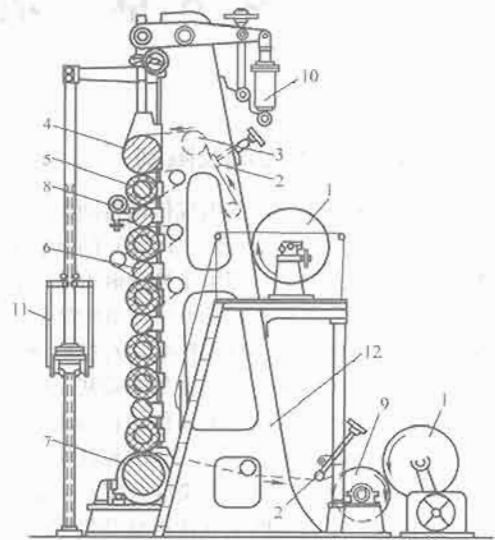


图 6.7-32 超级压光机结构图

- 1—纸卷；2—弧形板；3—展纸辊；4—上辊；  
5—纸辊；6—金属辊；7—下辊；8—引纸辊；  
9—卷纸缸；10—加压提升装置；11—操作升降台；12—机架

## 第8章 谐波治理和无功补偿

### 1 谐波和无功功率的影响及限制

由于由电力电子器件组成的电气传动自动化装置的非线性和波形非正弦的特点,其电源侧(网侧)的电流不仅含有基波,还含有丰富的谐波。而由半控型电力电子器件组成的电气传动装置又存在着固有的功率因数低的缺点。这些都会给电网的运行和效率带来不良的影响,对接在该公用电网中的其他用电设备也会带来一些不良的影响甚至危害。

随着由电力电子器件组成的电气传动自动化装置的广泛应用和容量的不断增加,上述给公用电网和其他用电设备带来的不良影响(有人称之为电网污染或公害)日益显著。因此,在设计或构成一个大型的电气传动自动化系统时,必须考虑谐波治理和功率因数及无功功率补偿的问题。

#### 1.1 谐波对公用电网的影响

注入公用电网的谐波会产生以下的不良影响:

- (1) 使电网电压波形畸变,供电质量下降。
- (2) 谐波电流引起无功功率增加,降低功率因数。
- (3) 使接在同一电网中的变压器、交流电动机等的损耗加大,加速绝缘老化,还会使这些设备的振动和噪声增加。
- (4) 使接在同一电网中的电力电容器可能由于对谐波电流的放大而过电流。
- (5) 谐波可能在公用电网中产生并联谐振引起过电压而损坏电网中的其他用电设备。
- (6) 谐波可能引起公用电网中继电保护设备的误动作和影响仪用互感器等检测仪表的精度。
- (7) 谐波对邻近的弱电系统,包括通信系统和电子设备产生干扰。

#### 1.2 公用电网对谐波的限制

我国在1993年颁布了国家标准 GB/T 14549—1993《电能质量 公用电网谐波》。该国标适用于交流额定频率为50Hz、标称电压110kV及以下的公用电网。在该标准中,对公用电网电压畸变率的限制和对注入公共连接点的谐波电流的允许值及有关的定义、计算方法及测试方法都做了规定。

##### 1.2.1 允许的电网电压畸变率

公用电网中允许的各次谐波电压(相电压)的含有率及电压总畸变率的限值见表6.8-1。

表 6.8-1 公用电网允许的电压畸变率

电网标称电压 (kV)	电压总谐波畸变率 (%)	各次谐波电压含有率(%)	
		奇次	偶次
0.38	5.0	4.0	2.0
6	4.0	3.2	1.6
10			
35	3.0	2.4	1.2
66			
110	2.0	1.6	0.8

在表6.8-1中, $h$ 次谐波电压含有率 $HRU_h$ 定义为

$$HRU_h = \frac{U_h}{U_1} \times 100 \quad (\%) \quad (6.8-1)$$

式中: $U_h$ 为 $h$ 次谐波电压(方均根值); $U_1$ 为基波电压(方均根值)。

$HRU_h$ 也可按下式计算

$$HRU_h = \frac{\sqrt{3}Z_h I_h}{10U_N} \quad (\%) \quad (6.8-2)$$

式中: $I_h$ 为 $h$ 次谐波电流,A; $U_N$ 为电网的标称电压,kV; $Z_h$ 为系统对 $h$ 次谐波电流的阻抗, $\Omega$ 。

系统对第 $h$ 次谐波电流的阻抗 $Z_h$ 估算

$$Z_h = \frac{hU_N^2}{S_K} \quad (6.8-3)$$

式中: $S_K$ 为公共连接点的三相短路容量,MVA。

电压总谐波畸变率 $THD_u$ 的计算式为

$$THD_u = \frac{U_H}{U_1} \times 100 \quad (\%) \quad (6.8-4)$$

$$U_H = \sqrt{\sum U_h^2} \quad (6.8-5)$$

式中: $U_1$ 为基波电压(方均根值); $U_H$ 为谐波电压含量。

在计算电压总谐波畸变率 $THD_u$ 时,对于谐波电压含量 $U_H$ 的计算,一般只考虑取 $h$ 为2~25次, $h>25$ 的谐波电压可以忽略不计。

##### 1.2.2 允许用户注入电网的谐波电流

注入公共连接点的谐波电流允许值见表6.8-2。

表 6.8-2 注入公共连接点的谐波电流允许值

标称电压 (kV)	基准短路容量 (MVA)	谐波次数和谐波电流允许值 (A)											
		2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
0.38	10	78	62	39	62	26	44	19	21	16	28	13	24
6	100	43	34	21	34	14	24	11	11	8.5	16	7.1	13
10	100	26	20	13	20	8.5	15	6.4	6.8	5.1	9.3	4.3	7.9
35	250	15	12	7.7	12	5.1	8.8	3.8	4.1	3.1	5.6	2.6	4.7
66	500	16	13	8.1	13	5.4	9.3	4.1	4.3	3.3	5.9	2.7	5.0
110	750	12	9.6	6.0	9.6	4.0	6.8	3.0	3.2	2.4	4.3	2.0	3.7

标称电压 (kV)	基准短路容量 (MVA)	谐波次数和谐波电流允许值 (A)											
		14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25
0.38	10	11	12	9.7	18	8.6	16	7.8	8.9	7.1	14	6.5	12
6	100	6.1	6.8	5.3	10	4.7	9.0	4.3	4.9	3.9	7.4	3.6	6.8
10	100	3.7	4.1	3.2	6.0	2.8	5.4	2.7	2.9	2.3	4.5	2.1	4.1
35	250	2.2	2.5	1.9	3.6	1.7	3.2	1.5	1.8	1.4	2.7	1.3	2.5
66	500	2.3	2.6	2.0	3.8	1.8	3.4	1.6	1.9	1.5	2.8	1.4	2.6
110	750	1.7	1.9	1.5	2.8	1.3	2.5	1.2	1.4	1.1	2.1	1.0	1.9

当公共连接点的最小短路容量与表 6.8-2 所列的基准短路容量不同时,表 6.8-2 中的谐波电流允许值可按式换算

$$I_h = \frac{S_{K1}}{S_{K2}} I_{hp} \quad (6.8-6)$$

式中:  $S_{K1}$  为公共连接点的最小短路容量, MVA;  $S_{K2}$  为表 6.8-2 中的基准短路容量, MVA;  $I_{hp}$  为表 6.8-2 中的  $h$  次谐波电流允许值, A;  $I_h$  为短路容量为  $S_{K1}$  时的  $h$  次谐波电流允许值, A。

两个谐波源的同次谐波电流在一条线路的同一相上叠加时,若同次谐波电流的相位差已知时,可按式计算合成的谐波电流  $I_h$

$$I_h = \sqrt{I_{h1}^2 + I_{h2}^2 + 2I_{h1}I_{h2}\cos\theta_h} \quad (6.8-7)$$

式中:  $I_{h1}$  为谐波源 1 的  $h$  次谐波电流, A;  $I_{h2}$  为谐波源 2 的  $h$  次谐波电流, A;  $\theta_h$  为谐波源 1 和谐波源 2 的  $h$  次谐波电流之间的相位差。

若  $\theta_h$  不知时,可按式估算合成的谐波电流  $I_h$

$$I_h = \sqrt{I_{h1}^2 + I_{h2}^2 + K_h I_{h1} I_{h2}} \quad (6.8-8)$$

式中:  $K_h$  为计算系数,可按表 6.8-3 选取。

表 6.8-3 计算系数  $K_h$  的取值表

$h$	3	5	7	11	13	9次, >13次, 偶次
$K_h$	1.62	1.28	0.72	0.18	0.08	0

若两个以上同次谐波电流叠加时,先将两个谐波电流相加,然后把叠加后的谐波电流再和第三个谐波电流相加,以此类推。

同一个公共连接点的每个用户向电网注入的谐波电流允许值按此用户在该点的协议容量与其公共连接点的供电设备容量之比进行分配。在公共连接点处第  $i$  个用户的第  $h$  次谐波电流允许值  $I_{hi}$ ,按下式计算

$$I_{hi} = I_h \left( \frac{S_i}{S_1} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \quad (6.8-9)$$

式中:  $I_h$  为按式 (6.8-6) 换算的  $h$  次谐波电流允许值, A;  $S_i$  为第  $i$  个用户的用电协议容量, MVA;  $S_1$  为公共连接点的供电设备容量, MVA;  $\alpha$  为相位叠加系数,按表 6.8-4 取值。

表 6.8-4 相位叠加系数  $\alpha$  的取值表

$h$	3	5	7	11	13	9次, >13次, 偶次
$\alpha$	1.1	1.2	1.4	1.8	1.9	2

### 1.3 功率因数和无功功率对公用电网的影响

一般说来,由电力电子器件组成的电气传动自动化装置,特别是由半控型电力电子器件组成的电气传动自动化装置,其功率因数都比较低。功率因数低对公用电网的影响主要是:

(1) 在传送同样有功功率条件下,功率因数低就意味着供电设备(电网)要付出更大的电流。这会增加供电设备的容量,使供电设备及线路利用率下降,电网供电能力下降。更大的电流使供电设备及线路的有功损耗增加,并由此使供电设备及线路的温升增高,加速绝缘老化。

(2) 无功电流会增加供电设备及线路的电压损失,线路末端电压降低,影响用电设备的正常工作。

(3) 冲击性的无功电流引起电网电压波动和闪变,严重情况下还会影响电网的稳定性。此外,电压波动还会对计量、检测、保护、控制等设备和系统产生干扰。

### 1.4 公用电网对功率因数和无功功率的要求

如 1.3 节所述,由于功率因数低会给电网带来一些不良影响,所以供电企业对用户的功率因数和无功功率的冲击都有一定的限制。

#### 1.4.1 对功率因数的要求

我国原电力工业部在 1996 年 10 月以中华人民共和国电力工业部第 8 号令的方式发布实施了“供电营业规则”。该规则第四章“受电设施建设与维护管理”中的第四十一条规定:无功电力应就地平衡。用户应在提高用电自然功率因数的基础上,按有关标准设计和安装无功补偿设备,并做到随其负荷和电压变动及时投入或切除,防止无功电力倒送。除电网有特殊要求的用户外,用户在当地供电企业规定的电网高峰负载时的功率因数应达到下列规定:

100kVA 及以上高压供电的用户功率因数为 0.90 以上。

其他电力用户和大、中型电力排灌站、趸购转售电企业,功率因数为 0.85 以上。农业用电,功率因数为 0.80。

凡功率因数不能达到上述规定的新用户,供电企业可拒绝接电。对已送电的用户,供电企业应督促和帮助用户采取措施提高功率因数。对在规定期限内仍未采取措施达到上述要求的用户,供电企业可中止或限制供电。

为了鼓励用户提高功率因数,我国有关的供电部门还出台了随用户功率因数不同而变化的带有奖惩性质的电费计价方法。用户的功率因数超过《供电营业规则》规定的标准值时,电价可以下调。用户的功率因数低于《供电营业规则》规定的标准值时,电价就要上调。例如:对于标准功率因数为 0.9 的用户,若将实际功率因数提高到 0.92,电价就可以降低 0.3%,而如果实际功率因数降低为 0.85 时,电价就要增加 3%。

#### 1.4.2 对冲击性无功功率的限制

冲击性无功功率会带来电网电压的波动,影响供电电压的质量。当电压波动超过允许值时,就应采取采取措施来减少冲击性无功。

电力系统公共连接点,由波动负荷产生的电压变动限值与变动频度、电压等级有关。我国国家标准 GB 12326—2000《电能质量 电压波动和闪变》中规定了电力系统公共供电点由于冲击性功率负载产生的电压变动限值  $d$  见表 6.8-5。

表 6.8-5 电压变动限值

$r$ (次/h)	$d$ (%)	
	LV, MV	HV
$r \leq 1$	4	3
$1 < r \leq 10$	3	2.5
$10 < r \leq 100$	2	1.5
$100 < r \leq 1000$	1.25	1

注  $r$  为变动频度,单位是次/h; LV 为标称电压  $U_N \leq 1$  kV 的系统; MV 为标称电压  $1 \text{ kV} < U_N \leq 35$  kV 的系统; HV 为标称电压  $35 \text{ kV} < U_N \leq 220$  kV 的系统。

电压变动  $d$  的定义为:电压调幅波中相邻两个极值电压方均根之差,以额定电压的百分数表示,其值应不低于每秒 0.2%。

电压变动  $d$  与无功冲击量  $\Delta Q$  和电网的短路容量  $S_K$  有关。通常,它们之间的关系可表示为

$$d = \frac{\Delta Q}{S_K} \times 100 \quad (\%) \quad (6.8-10)$$

由式 (6.8-10) 可知,电压波动与无功冲击量  $\Delta Q$  成正

比,与电网的短路容量 $S_K$ 成反比。在电压波动允许值一定的条件下,电网的短路容量越大,允许的无功冲击量就越大。

## 2 常用电气传动装置谐波电流计算

本节所说的谐波电流计算是指电源侧(网侧)谐波电流的计算。谐波电流计算的基本方法是傅里叶级数分解法。下面各节介绍的计算结果也主要是基于傅里叶级数分解法得到的。不过有的计算结果考虑到了工程应用的经验而加以适当的修正,有的是用计算机仿真得到的结果。

### 2.1 直流传动整流装置的谐波电流

在直流传动系统中的整流装置,其负载通常是电阻(反电动势)一电感性质。本节介绍常用的网侧谐波电流计算方法,并假设网侧电压、供电变压器参数、电抗器参数和触发延迟角等均各相对称,整流电流按近似方波考虑。

#### 2.1.1 整流装置网侧谐波电流的次数

整流装置网侧谐波电流次数 $h$ 为

$$h = km \pm 1 \quad (6.8-11)$$

式中: $k$ 为正整数, $k=1, 2, 3, \dots$ ;  $m$ 为整流装置输出电压脉波数。

当 $m=6$ 时(例如:三相桥式整流),谐波电流的次数为5、7、11、13、17、19、23、25、…。在考虑谐波电流的影响时,一般情况下,考虑到25次已足够。

这种次数为正整数的谐波又称为特征谐波。实际上,由于各种非理想因素的存在,例如电网电压的不对称、触发延迟角不对称的影响,还存在着非特征次数或不是正整数的分数次谐波。不过这些谐波的幅值通常都很小,在工程设计计算中一般可以不考虑它们的影响。

#### 2.1.2 整流装置网侧电流的谐波含量

网侧电流第 $h$ 次谐波电流的有效值 $I_h$ 可按式(6.8-12)计算

$$I_h = \frac{I_1}{h} \frac{\sin(h\gamma/2)}{(h\gamma/2)} \quad (6.8-12)$$

式中: $I_1$ 为网侧基波电流有效值; $\gamma$ 为换相重叠角,rad。

当换相重叠角 $\gamma$ 很小时, $\sin(h\gamma/2)/(h\gamma/2) \approx 1$ ,式(6.8-12)成为

$$I_h = \frac{I_1}{h} \quad (6.8-13)$$

按式(6.8-12)计算得出的谐波电流,特别是高次数的谐波电流都偏大。在工程设计计算中可按式(6.8-14)计算 $h$ 次谐波电流的有效值 $I_h$

$$I_h = k_h \frac{I_1}{h} \quad (6.8-14)$$

式中: $I_1$ 为网侧基波电流有效值; $k_h$ 为修正系数,可按脉波数 $m$ 从表6.8-6中查得。

表 6.8-6 修正系数 $k_h$ 的取值表

$h$	5	7	11	13	17	19	23	25
$m=6$	1.0	1.0	0.75	0.70	0.50	0.40	0.25	0.20
$m=12$	0.3	0.3	0.75	0.70	0.20	0.15	0.25	0.20

在表6.8-6中, $m=12$ 也包括由两个 $m=6$ 的整流单元并联或串联,这两个整流单元的电源相位差 $30^\circ$ 而构成 $m=12$ 的整流装置[即为(B6C)2P或(B6C)2S接法的整流

装置]。

对于 $m=6$ 的整流装置,也可按下式估算谐波电流 $I_h$

$$I_h = \frac{I_1}{\left(h - \frac{5}{h}\right)^{1.2}} \quad (6.8-15)$$

国家标准GB 10236—1988《半导体电力变流器与电网相互干扰及其防护导则》中给出了6脉波及其以上的整流装置所产生的网侧谐波电流对基波电流之比的典型值(见表6.8-7),也可利用表6.8-7来计算谐波电流,不过按表6.8-7计算得出的谐波电流通常偏小。

表 6.8-7 网侧谐波电流对基波电流之比的典型值

脉波数 $m$	$h$ 次谐波电流与基波电流之比							
	$h=5$	$h=7$	$h=11$	$h=13$	$h=17$	$h=19$	$h=23$	$h=25$
6	0.175	0.110	0.045	0.029	0.015	0.010	0.009	0.008
12	0.026	0.016	0.045	0.029	0.002	0.001	0.009	0.008
18	0.026	0.016	0.007	0.004	0.015	0.010	0.001	0.001
24	0.026	0.016	0.007	0.004	0.002	0.001	0.009	0.008

对于换相重叠角较小的整流装置,用式(6.8-14)或式(6.8-15)计算谐波电流较为合适。对于换相重叠角较大的整流装置,可用式(6.8-12)计算谐波电流并参照表6.8-6对次数较高的谐波电流做适当的修正。

对于广泛应用的三相桥式整流装置,其网侧基波电流有效值 $I_1$ 可按式(6.8-16)计算

$$I_1 = \frac{(\gamma/2)}{\sin(\gamma/2)} \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (6.8-16)$$

式中: $I_d$ 为整流电流平均值; $\gamma$ 为换相重叠角,rad。

当 $\gamma$ 很小时,有

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d \quad (6.8-17)$$

例 6.8-1 某钢厂轧机直流主传动电网供电单线图见图6.8-1。

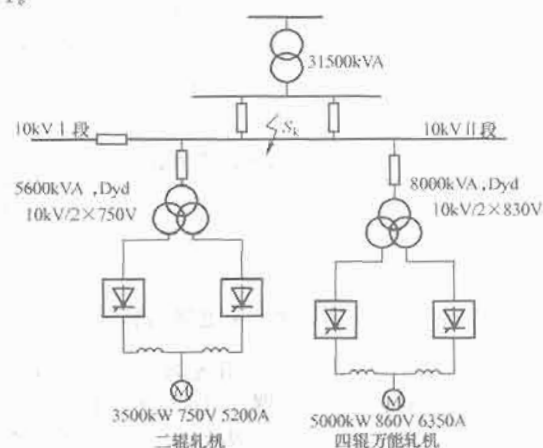


图 6.8-1 轧机电网供电单线图

图6.8-1中10kV II段母线的短路容量 $S_K$ 数值如下:

最小运行方式时, $S_{Kmin} = 212.8 \text{ MVA}$ 。

最大运行方式时, $S_{Kmax} = 263.6 \text{ MVA}$ 。

轧机负载情况如下:

二辊轧机 四辊万能轧机

最大冲击电流: 8900A 12 000A

正常轧制电流: 6000~8000A 8000~9000A

试计算轧机直流主传动整流装置的谐波电流。

解: (1) 二辊轧机 10kV 母线各次谐波电流。按正常轧



制时考虑,这时整流变压器一次电流基波有效值为

$$I_1 = 8000 \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times \frac{3}{\pi} \times \frac{750}{10\,000} \text{ A} = 468 \text{ A}$$

按式(6.8-14)和表6.8-6,由于整流变压器为Dyd连接,为12相整流,故按 $m=12$ 取 $k_h$ 之值。计算出相应各次谐波电流有效值分别为

$$I_5 = 0.30I_1/5 = (0.30 \times 468/5) \text{ A} = 28.08 \text{ A}$$

$$I_7 = 0.30I_1/7 = (0.30 \times 468/7) \text{ A} = 20.06 \text{ A}$$

$$I_{11} = 0.75I_1/11 = (0.75 \times 468/11) \text{ A} = 31.91 \text{ A}$$

$$I_{13} = 0.70I_1/13 = (0.70 \times 468/13) \text{ A} = 25.20 \text{ A}$$

$$I_{17} = 0.20I_1/17 = (0.20 \times 468/17) \text{ A} = 5.51 \text{ A}$$

$$I_{19} = 0.15I_1/19 = (0.15 \times 468/19) \text{ A} = 3.69 \text{ A}$$

$$I_{23} = 0.25I_1/23 = (0.25 \times 468/23) \text{ A} = 5.09 \text{ A}$$

$$I_{25} = 0.20I_1/25 = (0.20 \times 468/25) \text{ A} = 3.74 \text{ A}$$

(2) 四辊万能轧机10kV母线各次谐波电流。按正常轧制时考虑,这时整流变压器一次电流基波有效值为

$$I_1 = 9000 \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times \frac{3}{\pi} \times \frac{830}{10\,000} \text{ A} = 583 \text{ A}$$

按式(6.8-14)和表6.8-6,由于整流变压器为Ddy连接,为12相整流,故按 $m=12$ 取 $k_h$ 之值。计算出相应各次谐波电流有效值分别为

$$I_5 = 0.30I_1/5 = (0.30 \times 583/5) \text{ A} = 34.98 \text{ A}$$

$$I_7 = 0.30I_1/7 = (0.30 \times 583/7) \text{ A} = 24.99 \text{ A}$$

$$I_{11} = 0.75I_1/11 = (0.75 \times 583/11) \text{ A} = 39.75 \text{ A}$$

$$I_{13} = 0.70I_1/13 = (0.70 \times 583/13) \text{ A} = 31.39 \text{ A}$$

$$I_{17} = 0.20I_1/17 = (0.20 \times 583/17) \text{ A} = 6.86 \text{ A}$$

$$I_{19} = 0.15I_1/19 = (0.15 \times 583/19) \text{ A} = 4.60 \text{ A}$$

$$I_{23} = 0.25I_1/23 = (0.25 \times 583/23) \text{ A} = 6.34 \text{ A}$$

$$I_{25} = 0.20I_1/25 = (0.20 \times 583/25) \text{ A} = 4.66 \text{ A}$$

(3) 二辊轧机与四辊轧机10kV母线各次总谐波电流。按式(6.8-8)和表6.8-3计算出10kV母线各次总谐波电流为:

$$\begin{aligned} \Sigma I_5 &= \sqrt{28.08^2 + 34.98^2 + 1.28 \times 28.08 \times 34.98} \\ &= 57.18 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Sigma I_7 &= \sqrt{20.06^2 + 24.99^2 + 0.72 \times 20.06 \times 24.99} \\ &= 37.25 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Sigma I_{11} &= \sqrt{31.91^2 + 39.75^2 + 0.18 \times 31.91 \times 39.75} \\ &= 53.17 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Sigma I_{13} &= \sqrt{25.20^2 + 31.39^2 + 0.08 \times 25.20 \times 31.39} \\ &= 41.03 \text{ A} \end{aligned}$$

$$\Sigma I_{17} = \sqrt{5.51^2 + 6.86^2} \text{ A} = 8.80 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{19} = \sqrt{3.69^2 + 4.60^2} \text{ A} = 5.90 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{23} = \sqrt{5.09^2 + 6.34^2} \text{ A} = 8.13 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{25} = \sqrt{3.74^2 + 4.66^2} \text{ A} = 4.72 \text{ A}$$

## 2.2 电压源交—直—交变频器的谐波电流

本节讨论的是目前在中小功率变频器中应用最广泛的电压源交—直—交变频器的谐波电流。这种变频器由整流器(交流整流成直流)和逆变器(直流逆变成交流)两部分组成。通常,整流器为三相桥式不可逆或可逆整流,输出侧有大电容可看作是电压源,逆变器为PWM方式。

### 2.2.1 变频器网侧谐波电流的次数

对电网而言,变频器就是一个整流装置,其网侧谐波电流次数 $h$ 为

$$h = km \pm 1 \quad (6.8-18)$$

式中: $k$ 为正整数, $k=1, 2, 3, \dots$ ;  $m$ 为整流器整流脉波数。

整流器为三相桥式整流时( $m=6$ ),变频器网侧谐波电流的次数为5、7、11、13、17、19、23、25、…。在考虑谐波电流的影响时,一般情况下,考虑到25次已足够。

### 2.2.2 变频器网侧电流的谐波含量

变频器中的整流器与第2.1节所述的直传动整流装置有所不同,变频器中整流器的负载是电容—电阻性质,在轻载时,整流器网侧电流可能不连续,即使负载增加而使电流连续时,其波形也与直传动整流装置网侧电流的波形不一样。一般说来,电压源交—直—交变频器网侧电流的谐波含量要比直传动整流装置网侧电流的谐波含量要大一些。

由于整流器的负载是电容—电阻性质,因此理论计算网侧谐波比较复杂,不过,多数较知名的变频器制造厂商都可以提供所制造的变频器的谐波含量的数据或资料,在工程设计时读者可以据此计算变频器的谐波含量。如果无法得到相关的数据或资料时也可由表6.8-8或表6.8-9来估算变频器的谐波含量。

表 6.8-8 额定负载时谐波含量表

负载	$I_h/I_1$ (%)							
	5	7	11	13	17	19	23	25
无电抗器	65	41	8.5	7.7	4.3	3.1	2.6	1.8
交流侧有电抗器	38	14.5	7.4	3.4	3.2	1.9	1.7	1.3
直流侧有电抗器	30	13	8.4	5.0	4.7	3.2	3.0	2.2
交直流侧都有电抗器	28	9.1	7.2	4.1	3.2	2.4	1.6	1.4

注 1.  $I_h$ 为 $h$ 次谐波电流有效值; $I_1$ 为基波电流有效值。

2. 整流器为三相桥式整流,变频器负载为额定值。

表 6.8-9 不同负载率时基波及谐波含量表

负载率	$I_h/I_{ON}$ (%)							
	基波	5	7	11	13	17	19	23
$I_O/I_{ON}=25\%$	25	15	7.8	2.6	1.7	1.3	0.80	0.60
$I_O/I_{ON}=50\%$	50	23	8.9	4.1	2.3	1.8	1.2	0.82
$I_O/I_{ON}=75\%$	75	28	8.9	5.4	2.7	2.3	1.7	1.0
$I_O/I_{ON}=100\%$	100	32	9.1	6.2	3.5	2.5	1.9	1.3

注 1.  $I_h$ 为 $h$ 次谐波电流有效值; $I_O$ 为变频器输出电流有效值; $I_{ON}$ 为变频器额定输出电流有效值。

2. 整流器为三相桥式整流,整流器交流侧有进线电抗器。

例 6.8-2 某三相电压源交—直—交变频器的数据如下:额定输入电压:380V。

额定输出电流:370A。

变频器的基波功率因数: $\geq 0.98$ 。

变频器的整流器为三相桥式整流,输入侧有进线电抗器。

试计算变频器在100%负载率时的各次谐波电流。

解:由表6.8-9,即可求得各次谐波电流的有效值分别为:

$$I_5 = 370 \times 32\% \text{ A} = 118.4 \text{ A}$$

$$I_7 = 370 \times 9.1\% \text{ A} = 33.67 \text{ A}$$

$$I_{11} = 370 \times 6.2\% \text{ A} = 22.94 \text{ A}$$

$$\begin{aligned} I_{13} &= 370 \times 3.5\% A = 12.95 A \\ I_{17} &= 370 \times 2.5\% A = 9.25 A \\ I_{19} &= 370 \times 1.9\% A = 7.03 A \\ I_{23} &= 370 \times 1.3\% A = 4.81 A \\ I_{25} &= 370 \times 1.2\% A = 4.44 A \end{aligned}$$

### 2.3 交—交变频器的谐波电流

交—交变频器实际上就是其直流输出电压按正弦波调制的可逆整流器。因此，它和一般的整流器一样，其网侧电流中除基波外，也含有  $km \pm 1$  次的整数次谐波电流。这些谐波电流的频率只和交—交变频器的输入（网侧）频率和相数有关，称为特征谐波。除此之外，其网侧电流中还存在着与交—交变频器的输出频率和相数有关的，通常是非整数次的谐波电流，称为旁频谐波。交—交变频器网侧电流总的频谱为

$$f_v = \sum |(pm \pm 1)f_n \pm 2qnf_o| \quad (6.8-19)$$

式中： $f_v$  为交—交变频器网侧电流的频率； $f_n$  为交—交变频器电源（电网）的频率； $f_o$  为交—交变频器输出的频率； $m$  为交—交变频器对电源的脉动数； $n$  为交—交变频器输出的相数； $p$  为正整数， $p=0, 1, 2, 3, \dots$ ； $q$  为正整数， $q=1, 2, 3, \dots$ 。

例如：对电源为 6 脉动，输出为三相交—交变频器，其网侧电流除了有  $f_v=f_n$  的基波外，还有  $f_v=5f_n, 7f_n, 11f_n, 13f_n, \dots$  整数次的特征谐波，以及  $f_v=f_n \pm 6qf_o, 5f_n \pm 6qf_o, 7f_n \pm 6qf_o, 11f_n \pm 6qf_o, 13f_n \pm 6qf_o, \dots$ ，一般是非整数次的旁频谐波。而实际上，由于变频器的输出电流不是完全的正弦波以及输出电流过零死区等的影响，还存在  $\pm 2qf_o, \pm 4qf_o$  的旁频。由于交—交变频器网侧电流谐波的次数和大小不仅和输入频率、输出频率和相数有关，而且还和变频器主电路的结构有关。因此理论计算各谐波的次数和大小是很复杂的。由于理论计算比较困难，并且做了很多理想化的假设，其计算得到的结果与实际情况有相当的差距，因此在工程应用中，一般是采用计算机仿真或与类似应用现场实测数据相比较的方法来确定变频器网侧谐波电流。表 6.8-10 给出了一个 6 脉波整流的三相交—交变频器通过计算机仿真得到的交—交变频器各次谐波电流有效值与基波电流有效值之比的数据，可供参考。

表 6.8-10 谐波电流有效值与基波电流有效值之比 %

$f_v$	50Hz	250Hz	350Hz	550Hz	650Hz
$0f_o$	100.0	9.8	5.5	2.2	1.5
$-2f_o$	1.5	1.5	1.0	1.0	1.0
$+2f_o$	1.5	1.5	1.0	1.0	1.0
$-4f_o$	1.5	1.5	1.0	1.0	1.0
$+4f_o$	1.5	1.5	1.0	1.0	1.0
$-6f_o$	6.4	1.5	1.0	1.0	1.0
$+6f_o$	3.4	3.6	2.6	1.0	1.0
$-12f_o$	2.8	2.0	1.9	1.0	1.0
$+12f_o$	1.1	1.0	1.0	1.0	1.0
$-18f_o$	1.0	1.0	0.7	0.7	0.7
$+18f_o$	1.0	1.0	0.7	0.7	0.7
$-24f_o$	1.0	1.0	0.7	0.7	0.7
$+24f_o$	1.0	1.0	0.7	0.7	0.7

由表 6.8-10 可知，交—交变频器的特征谐波的次数与直传动整流装置的特征谐波的次数相同，不过其幅值却比较小，这对谐波治理是有利的。但交—交变频器有非特征谐波（旁频），其频谱很广，而且其频率与变频器的输出频率有关，这一点给交—交变频器的谐波治理带来一些不利的因素。

### 2.4 TCR 或 TCT 补偿装置的谐波电流

在动态无功补偿中，目前较广泛采用 TCR 或 TCT 方案。所谓 TCR 是指由晶闸管控制电抗器（又称相控电抗器）的方法，而 TCT 是指用晶闸管控制高阻抗变压器的方法，详情可参见本章 5.2 节。这种动态无功补偿方法其补偿装置本身也产生谐波。因此在具有 TCR 或 TCT 补偿装置的系统中，不仅要考虑传动装置产生的谐波，还要考虑 TCR 或 TCT 补偿装置本身产生的谐波。

TCR 或 TCT 补偿装置产生的谐波电流次数  $h$  为

$$h = 6k \pm 1 \quad (6.8-20)$$

式中： $k$  为正整数， $k=1, 2, 3, \dots$ 。

$h$  次谐波电流有效值  $I_h$  可按下式计算

$$I_h = k_h I_{1N} \quad (6.8-21)$$

式中： $k_h$  为计算系数，见式 (6.8-84)； $I_{1N}$  为 TCR 中电抗器基波电流有效值或 TCT 中高阻抗变压器一次基波电流有效值。

计算系数  $k_h$  是  $Z\%$  和  $\alpha$  的函数，当  $\alpha$  变化时，在某一  $\alpha$  处  $k_h$  有极值。极值发生在  $\sin(h\alpha) = 0$  处。 $\alpha$  的变化范围是从  $\alpha = \alpha_{\min}$  到  $\alpha = 180^\circ$ 。 $\alpha_{\min}$  是相控电抗器相对阻抗  $Z\%$  的函数，其最小值为  $90^\circ$ 。由于 TCR 或 TCT 装置中的  $\alpha$  是随着无功补偿的需要而在  $\alpha = \alpha_{\min}$  到  $\alpha = 180^\circ$  之间不断变化的，因此在考虑  $h$  次谐波电流的大小时，应该按在整个工作范围内的最大值来考虑。为了计算方便列出了表 6.8-11，读者可直接按表 6.8-11 来得到在不同的  $Z\%$  条件下， $\alpha = \alpha_{\min}$  到  $\alpha = 180^\circ$  之间变化时谐波电流的最大值。

表 6.8-11  $h$  次谐波电流最大值与基波电流之比

$Z\%$ (%)	$\alpha_{\min}$ (°)	$h$ 次谐波电流最大值与基波电流之比 (%)							
		$h=5$	$h=7$	$h=11$	$h=13$	$h=17$	$h=19$	$h=23$	$h=25$
50	113.58	8.90	4.15	1.93	1.25	0.79	0.65	0.44	0.37
55	19.19	8.84	3.77	1.75	1.28	0.72	0.60	0.40	0.34
60	108.64	8.41	3.46	1.61	1.18	0.70	0.55	0.38	0.32
65	109.17	7.76	3.67	1.48	1.09	0.65	0.52	0.36	0.30
70	103.76	7.21	3.67	1.38	1.01	0.61	0.46	0.32	0.28
75	101.40	6.73	3.45	1.29	0.95	0.57	0.45	0.31	0.27
80	99.76	6.31	3.23	1.28	0.89	0.53	0.43	0.29	0.25
85	99.78	5.93	3.04	1.24	0.88	0.52	0.40	0.27	0.24
90	94.51	5.61	2.87	1.17	0.84	0.49	0.39	0.26	0.22
95	92.25	5.31	2.72	1.11	0.79	0.46	0.37	0.25	0.21
100	90.00	5.05	2.59	1.05	0.75	0.44	0.35	0.24	0.20

基波电流有效值  $I_{1N}$  可按下式计算

$$I_{1N} = \frac{Q_c}{\sqrt{3}U} \times 10^3 \quad (6.8-22)$$

式中： $Q_c$  为 TCR 或 TCT 装置的补偿量，Mvar； $U$  为 TCR 或 TCT 装置的额定电压，kV。

例 6.8-3 某 TCR 动态无功补偿装置的数据如下：

额定电压：10kV

额定动态无功补偿量: 25Mvar

相控电抗器的相对阻抗:  $Z=70\%$

计算其在 10kV 电网产生的各次谐波电流最大值。

解: 按式 (6.8-22), 相控电抗器基波电流的有效值为

$$I_{1T} = \frac{Q_c}{\sqrt{3}U} \times 10^3 = \frac{25}{\sqrt{3} \times 10} \times 10^3 \text{ A} = 1443.4 \text{ A}$$

由表 6.8-11, 按  $Z=70\%$  查得  $h$  次谐波电流最大值与基波电流之比, 再乘以相控电抗器基波电流的有效值  $I_{1T}$ , 即可求得无功补偿装置在 10kV 电网产生的各次谐波电流有效值分别为

$$I_5 = 7.21\% \times 1443.4 \text{ A} = 104.07 \text{ A}$$

$$I_7 = 3.67\% \times 1443.4 \text{ A} = 52.97 \text{ A}$$

$$I_{11} = 1.38\% \times 1443.4 \text{ A} = 19.92 \text{ A}$$

$$I_{13} = 1.01\% \times 1443.4 \text{ A} = 14.58 \text{ A}$$

$$I_{17} = 0.61\% \times 1443.4 \text{ A} = 8.80 \text{ A}$$

$$I_{19} = 0.46\% \times 1443.4 \text{ A} = 6.64 \text{ A}$$

$$I_{23} = 0.32\% \times 1443.4 \text{ A} = 4.62 \text{ A}$$

$$I_{25} = 0.28\% \times 1443.4 \text{ A} = 4.04 \text{ A}$$

### 3 常用电气传动装置功率因数计算

在正弦电压、正弦电流的电路中, 有功功率、无功功率、视在功率、功率因数的定义和物理概念都很清楚。在有谐波的非正弦电压和电流的电路中, 一般仍是沿用正弦电压、正弦电流电路中的思路建立起有功功率、无功功率、视在功率、功率因数的定义。但其物理概念不甚清楚, 因此产生了各种关于功率的新理论, 企图能更好地说明非正弦、非线性电路中有功功率、无功功率、视在功率、功率因数的物理意义和它们之间的关系。其中最具有代表性的就是在 20 世纪 80 年代由日本学者赤木泰文首先提出的瞬时无功理论。这个理论经过不断完善, 已经在有源滤波中谐波电流和无功快速检测方面得到了成功应用。不过在我国, 不少工程技术人员对这个瞬时无功理论还不十分了解, 在工程计算中基本上还是沿用传统的功率因数和无功功率的概念。故本小节计算功率因数和无功功率时, 我们还是采用了沿用传统理论建立的定义和表达式。

设非正弦电压  $u$  和非正弦电流  $i$  的瞬时值分别为

$$u = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \phi_{u1}) + \sum \sqrt{2}U_h \sin(h\omega t + \phi_{uh}) \quad (6.8-23)$$

$$i = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \phi_{i1}) + \sum \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \phi_{ih}) \quad (6.8-24)$$

式中:  $U_1, I_1$  为  $u$  和  $i$  基波的有效值;  $U_h, I_h$  为  $u$  和  $i$  各次谐波的有效值;  $\phi_{u1}, \phi_{i1}$  为  $u$  和  $i$  基波的相位角;  $\phi_{uh}, \phi_{ih}$  为  $u$  和  $i$  各次谐波的相位角;  $\omega$  为基波的角频率;  $h$  为谐波次数。

$u$  和  $i$  的有效值  $U$  和  $I$  分别定义为

$$U = \sqrt{U_1^2 + \sum U_h^2} \quad (6.8-25)$$

$$I = \sqrt{I_1^2 + \sum I_h^2} \quad (6.8-26)$$

有功功率  $P$ 、视在功率  $S$ 、功率因数  $\lambda$ 、无功功率  $Q$  分别定义为

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} ui d\omega t = U_1 I_1 \cos \phi_1 + \sum U_h I_h \cos \phi_h \quad (6.8-27)$$

式中:  $\phi_1 = \phi_{u1} - \phi_{i1}$ ;  $\phi_h = \phi_{uh} - \phi_{ih}$ 。

$$S = UI = \sqrt{U_1^2 + \sum U_h^2} \times \sqrt{I_1^2 + \sum I_h^2} \quad (6.8-28)$$

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{P}{UI} \quad (6.8-29)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (6.8-30)$$

我们考虑的是谐波、无功功率对电网的影响。而一般情况下, 电网电压的畸变都很小, 因此在工程计算中, 可以认为电网电压是正弦而只是电流含有谐波, 即认为  $\sum U_h = 0$ 。这时, 若电压的有效值为  $U$ , 电流的基波有效值为  $I_1$ , 则按照式 (6.8-27) ~ 式 (6.8-30), 可写成

$$P = UI_1 \cos \phi_1 \quad (6.8-31)$$

$$S = UI \quad (6.8-32)$$

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \phi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \phi_1 = \nu \cos \phi_1 \quad (6.8-33)$$

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (6.8-34)$$

式中:  $\cos \phi_1$  为电流基波与电压相位差  $\phi_1$  的余弦, 称为基波功率因数;  $\nu = I_1/I$  为电流基波有效值与电流总有效值之比, 称为基波因数。

由式 (6.8-33) 可以看出, 在电压不含谐波或谐波很小而电流含有谐波的电路中, 功率因数由两部分构成: 一部分是由于电流基波与电压的相位差而形成 (基波功率因数), 另一部分是由于电流的谐波而形成 (基波因数), 其物理概念也比较清楚。

以下各小节的计算, 都是忽略了电网电压的谐波, 即以式 (6.8-31) ~ 式 (6.8-34) 为基础进行的。在工程计算中, 做这样的忽略通常是允许的。

#### 3.1 直传动整流装置的功率因数

忽略直流电流的脉动, 整流装置的电流基波与电压的相位差  $\phi_1$  可按下式计算

$$\phi_1 = \alpha + \frac{\gamma}{2} \quad (6.8-35)$$

$$\cos \alpha = \frac{U_{dN} + \Delta U_{df}}{K_{UV} U_{VL}} + K_X u_k \quad (6.8-36)$$

$$\gamma = \arccos(\cos \alpha - 2K_X u_k) - \alpha \quad (6.8-37)$$

式中:  $\alpha$  为整流装置的触发延迟角, 通常可按式 (6.8-36) 计算;  $\gamma$  为整流装置的换相重叠角, 通常可按式 (6.8-37) 计算;  $U_{dN}$  为整流装置额定输出电压, V;  $\Delta U_{df}$  为整流回路附加压降, V;  $U_{VL}$  为整流变压器二次线电压, V;  $u_k$  为整流变压器阻抗电压, V;  $K_{UV}, K_X$  为计算系数, 对于三相桥式整流系统  $K_{UV}=1.35, K_X=0.5$ 。

对于三相桥式整流系统, 基波因数  $\nu$  可按下式计算

$$\nu = \sqrt{\frac{3\pi}{3\pi - \gamma}} \times \frac{3}{\pi} \times \frac{(\gamma/2)}{\sin(\gamma/2)} \quad (6.8-38)$$

当换相重叠角  $\gamma=0$  时, 基波因数  $\nu=3/\pi=0.955$ 。

由式 (6.8-35) ~ 式 (6.8-38) 和式 (6.8-33), 即可计算出三相桥式整流装置的功率因数。

例 6.8-4 某轧机直流主传动供电单线图如图 6.8-2 所示, 各有关设备的主要参数如下:

整流变压器: 4800kVA 10kV/630V  $u_k=8\%$ 。

整流器: 630V、6400A 三相桥式可逆整流。

直流电动机: 3150kW、630V、5400A。

试计算直流电动机在额定条件下工作时, 整流装置的功率因数。

解: (1) 整流装置触发延迟角  $\alpha$ 。由式 (6.8-36) 得

$$\cos \alpha = \frac{U_{dN} + \Delta U_{df}}{K_{UV} U_{VL}} + K_X u_k = \frac{630 + 2 \times 1.5}{1.35 \times 630} + 0.5 \times 8\% = 0.7843$$



图 6.8-2 直流主传动供电单

$$\alpha = \arccos 0.7843 = 38.34^\circ = 0.6692 \text{ rad}$$

(2) 整流装置换相重叠角  $\gamma$ 。由式 (6.8-37) 得

$$\begin{aligned} \gamma &= \arccos(\cos \alpha - 2K_X u_k) - \alpha \\ &= \arccos(0.7843 - 2 \times 0.5 \times 8\%) - 38.34^\circ \\ &= 45.23^\circ - 38.34^\circ = 6.89^\circ = 0.1203 \text{ rad} \end{aligned}$$

(3) 电流基波与电压的相位差  $\varphi_1$ 。由式 (6.8-35) 得

$$\varphi_1 = \alpha + \frac{\gamma}{2} = 38.34^\circ + \frac{6.89^\circ}{2} = 41.78^\circ$$

(4) 基波因数  $\nu$ 。由式 (6.8-38) 得

$$\begin{aligned} \nu &= \sqrt{\frac{3\pi}{3\pi - \gamma}} \times \frac{3}{\pi} \times \frac{2/\gamma}{\sin(\gamma/2)} \\ &= \sqrt{\frac{3\pi}{3\pi - 0.1203}} \times \frac{3}{\pi} \times \frac{2/0.1203}{\sin(6.89^\circ/2)} \\ &= 0.9603 \end{aligned}$$

(5) 整流装置的功率因数  $\cos \varphi$ 。由式 (6.8-33) 得

$$\cos \varphi = \nu \cos \varphi_1 = 0.9603 \times \cos 41.78^\circ = 0.716$$

另外，也可直接用功率因数的定义式 (6.8-29) 来计算功率因数。电动机在额定条件下工作时，若忽略整流装置的损耗，整流装置输入端（电源侧）的有功功率  $P$  就等于电动机的额定输入功率，即

$$P = U_{MN} I_{MN} = 630 \times 5400 \times 10^{-3} = 3402 \text{ kW}$$

对于三相桥式整流系统，整流装置输入电流的有效值  $I$  可按下式计算：

$$I = \sqrt{\frac{3\pi - \gamma}{3\pi}} \times \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (6.8-39)$$

式中： $I_d$  为整流电流平均值； $\gamma$  为整流装置换相重叠角。

电动机在额定条件下工作时， $I_d = I_{MN}$ ，整流装置输入电流的有效值  $I$  为

$$I = \sqrt{\frac{3\pi - 0.1203}{3\pi}} \times \sqrt{\frac{2}{3}} \times 5400 \text{ A} = 4381 \text{ A}$$

整流装置输入端的视在功率  $S$  为

$$S = \sqrt{3} UI = \sqrt{3} \times 630 \times 4381 \times 10^{-3} \text{ kVA} = 4781 \text{ kVA}$$

由式 (6.8-29)，整流装置的功率因数  $\cos \varphi$  为

$$\cos \varphi = P/S = 3402/4788 = 0.711$$

两种计算方法结果是一致的。

### 3.2 电压源交一直一交变频器的功率因数

如 2.2.1 小节所述，对电网而言，电压源交一直一交变频器就等同是一个整流装置，所以 2.2 节中计算功率因数的方法原则上都可以适用。由于逆变器为 PWM 方式，变频器中整流器的整流电压是恒值就行，故整流器也可以采用二极管不可控整流（有些厂商提供的变频器中就采用二极管不可控整流）。目前的变频器中多采用晶闸管可控整流器是为了

补偿电网电压波动和负载变化对整流电压的影响，所以整流器的触发延迟角  $\alpha$  都很小，基波功率因数较大，接近 1。此外，由 2.2.2 节可知：变频器网侧电流的谐波含量较大，因而基波因数  $\nu$  较小。不过一般而言，电压源交一直一交变频器的功率因数还是比较高的。在变频器负载率为 100%（额定负载）时，功率因数约为 0.90~0.95。在其他情况下的功率因数可参照 2.2 节中计算功率因数的方法来计算。

应该指出，不少厂家制造的变频器的样本中标明的变频器的功率因数的数值实际上是基波功率因数，变频器真正的功率因数要略小一些。

例 6.8-5 某三相电压源交一直一交变频器的数据如下：

额定输入电压：380V

额定输出电流：210A

变频器的基波功率因数： $\geq 0.98$

变频器的整流器为三相桥式整流，输入侧有进线电抗器。

试计算变频器在 100% 和 50% 负荷率时的功率因数。

解：(1) 100% 负荷率时的功率因数。由表 6.8-9，负载率 100% 时，变频器网侧电流的总有效值  $I$  和基波有效值  $I_1$  与变频器输出电流  $I_{ON}$  的比值分别为

$$\begin{aligned} I/I_{ON} &= \frac{\sqrt{100^2 + 32^2 + 9.1^2 + 6.2^2 + 3.5^2 + 2.5^2 + 1.9^2 + 1.3^2 + 1.2^2}}{100} \\ &= 105.69\% \end{aligned}$$

$$I_1/I_{ON} = 100\%$$

基波因数  $\nu$  为

$$\nu = I_1/I = 100/105.69 = 0.946$$

负载率 100% 时的功率因数  $\cos \varphi_{100\%}$  为

$$\cos \varphi_{100\%} = 0.98 \times 0.946 = 0.927$$

(2) 50% 负荷率时的功率因数由表 6.8-9 查得，负载率 50% 时，变频器网侧电流的总有效值  $I$  和基波有效值  $I_1$  与变频器输出电流  $I_{ON}$  的比值分别为

$$\begin{aligned} I/I_{ON} &= \frac{\sqrt{50^2 + 23^2 + 8.9^2 + 4.1^2 + 2.3^2 + 1.8^2 + 1.2^2 + 0.8^2 + 0.6^2}}{50} \\ &= 56.00\% \end{aligned}$$

$$I_1/I_{ON} = 50\%$$

基波因数  $\nu$  为

$$\nu = I_1/I = 50/56.00 = 0.893$$

负载率 50% 时的功率因数  $\cos \varphi_{50\%}$  为

$$\cos \varphi_{50\%} = 0.98 \times 0.893 = 0.875$$

### 3.3 交—交变频器的功率因数

#### 3.3.1 单相交—交变频器

单相交—交变频器是通过一个可逆整流器直接将三相工频交流电源转变为频率可变的单相交流电源。单相交—交变频器主回路如图 6.8-3 所示。

假定  $u_o$ 、 $i_o$  都是正弦波形，即

$$u_o = \sqrt{2} U_o \sin \omega_o t \quad (6.8-40)$$

$$i_o = \sqrt{2} I_o \sin(\omega_o t - \varphi_L) \quad (6.8-41)$$

式中： $U_o$  为变频器输出电压有效值； $I_o$  为变频器输出电流有效值； $\omega_o$  为变频器输出电压的角频率； $\varphi_L$  为变频器负载的功率因数角。

若  $\omega_o \ll \omega$  ( $\omega$  是变频器输入电源的角频率)，则变频器（变频器为三相桥式整流）输入电流在  $\omega_o t$  一周期的有效值  $I_1$  应为

$$I_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \times \frac{I_o}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_o \quad (6.8-42)$$



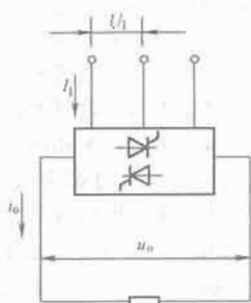


图 6.8-3 单相交—变频器主电路示意

$U_1$ —变频器输入线电压有效值； $I_1$ —变频器输入线电流有效值； $u_o$ —变频器输出电压瞬时值； $i_o$ —变频器输出电流瞬时值

在  $\omega_0 t$  一周期内，变频器输入的视在功率  $S_1$  为

$$S_1 = \sqrt{3}U_1 I_1 = \sqrt{2}U_1 I_o \quad (6.8-43)$$

不考虑变频器的损耗，则变频器输入有功功率  $P_1$  与变频器输出有功功率  $P_o$  相等，即

$$P_1 = P_o = U_o I_o \cos \varphi_L \quad (6.8-44)$$

变频器的输入功率因数  $\cos \varphi$  为

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_o I_o \cos \varphi}{\sqrt{2}U_1 I_o} = \frac{U_o \cos \varphi}{\sqrt{2}U_1} \quad (6.8-45)$$

考虑到变频器为三相桥式整流， $U_o$  和  $U_1$  的关系应为

$$\sqrt{2}U_o = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}U_1 \cos \alpha_{\min} \quad (6.8-46)$$

式中： $\alpha_{\min}$  为变频器最小触发延迟角。

将式 (6.8-46) 代入式 (6.8-45)，变频器的输入功率因数  $\cos \varphi$  也可写为

$$\cos \varphi = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cos \alpha_{\min} \cos \varphi_L \quad (6.8-47)$$

当  $\cos \alpha_{\min} = 1$  和  $\cos \varphi_L = 1$  时，变频器的输入功率因数  $\lambda$  最高，即

$$\cos \varphi_{\max} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \approx 0.675 \quad (6.8-48)$$

### 3.3.2 三相交—变频器

三相交—变频器是通过三个可逆整流器直接将三相工频交流电源转变为频率可变的三相交流电源。三相交—变频器主电路示意图如图 6.8-4 所示。在图 6.8-4 中： $I_{1A}$ 、 $I_{1B}$ 、 $I_{1C}$  为三相输入电流的有效值， $i_{oA}$ 、 $i_{oB}$ 、 $i_{oC}$  为三相输出电流的瞬时值。

设变频器输入的三相线电压瞬时值分别为

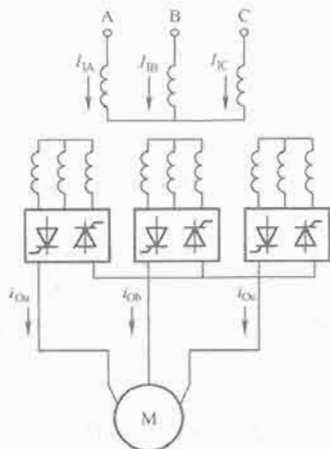


图 6.8-4 三相交—变频器主回路示意

$$\begin{cases} u_{1A} = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t \\ u_{1B} = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_{1C} = \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (6.8-49)$$

式中： $U_1$  为输入线电压的有效值； $\omega$  为输入电源的角频率。

认为变频器的输出电压和电流均为正弦波，并设变频器输出的相电压和相电流的瞬时值分别为

$$\begin{cases} u_{oA} = \sqrt{2}U_o \sin \omega_0 t \\ u_{oB} = \sqrt{2}U_o \sin(\omega_0 t - \frac{2}{3}\pi) \\ u_{oC} = \sqrt{2}U_o \sin(\omega_0 t + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (6.8-50)$$

式中： $U_o$  为变频器输出相电压的有效值； $\omega_0$  为变频器输出电压的角频率。

$$\begin{cases} i_{oA} = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_0 t - \varphi) \\ i_{oB} = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_0 t - \frac{2}{3}\pi - \varphi) \\ i_{oC} = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_0 t + \frac{2}{3}\pi - \varphi) \end{cases} \quad (6.8-51)$$

式中： $I_o$  为变频器输出相电流的有效值。

与单相变频器时的考虑方法相同，即考虑到  $\omega_0 \ll \omega$  可得到

$$I_1 = 2.01 \frac{I_o}{k} \quad (6.8-52)$$

式中： $I_1$  为变频器输入电流的有效值； $k$  为变频器主变压器的电压比。

变频器输入的视在功率  $S_1$  为

$$S_1 = \sqrt{3}U_1 I_1 = \sqrt{3}U_1 \times 2.01 \frac{I_o}{k} = 3.48 \frac{U_1 I_o}{k} \quad (6.8-53)$$

不考虑变频器的损耗，变频器的输入有功功率  $P_1$  与变频器的输出有功功率  $P_o$  应相等，即

$$P_1 = P_o = 3U_o I_o \cos \varphi \quad (6.8-54)$$

式中： $\cos \varphi$  为变频器负载的功率因数。

三相变频器的输入功率因数  $\lambda$  为

$$\lambda = \frac{P_1}{S_1} = \frac{3U_o I_o \cos \varphi}{(3.48U_1 I_o/k)} = 0.862k \frac{U_o}{U_1} \cos \varphi \quad (6.8-55)$$

对于相电压为正弦波的变频器，有

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{3}{\pi} \times \frac{1}{k} \cos \alpha_{\min} \quad (6.8-56)$$

式中： $\alpha_{\min}$  为变频器最小触发延迟角。

将式 (6.8-56) 代入式 (6.8-55)，则变频器的输入功率因数  $\lambda$  为

$$\lambda = 0.862 \times \frac{3}{\pi} \cos \alpha_{\min} \cos \varphi = 0.823 \cos \alpha_{\min} \cos \varphi \quad (6.8-57)$$

对于相电压为正弦波的变频器，最好的功率因数为  $\lambda_{\max} = 0.823$ 。

对于相电压为梯形波（交流偏置）的变频器，有

$$\frac{U_o}{U_1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \frac{1}{k} \cos \alpha_{\min} \quad (6.8-58)$$

式中： $\alpha_{\min}$  为变频器最小触发延迟角。

将式 (6.8-58) 代入式 (6.8-55)，则变频器的输入功率因数  $\cos \varphi$  为

$$\cos \varphi = 0.862 \times \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha_{\min} \cos \varphi = 0.95 \cos \alpha_{\min} \cos \varphi \quad (6.8-59)$$

对于相电压为梯形波的三相交变变频器, 最好的功率因数为  $\lambda_{\max}=0.95$ 。

**例 6.8-6** 某粗轧机主传动采用交—交变频传动方式, 三相交—交变频器的主电路单线图可见图 6.8-4。各有关设备的主要参数为:

主变压器: 7600kVA、10kV/1150V Dydy 接线三裂解;  
主传动电动机: 4200kW 1650V 1566A 同步电动机, 效率  $\eta=0.95$ , 功率因数  $\cos\varphi=1$ 。

试计算同步电动机在额定状态下运行时, 从变频器输入端观察的功率因数。

**解:** (1) 变频器最小触发延迟角  $\cos\alpha_{\min}$ 。考虑变频器的相电压为梯形波 (交流偏置), 则  $\cos\alpha_{\min}$  计算式为

$$\cos\alpha_{\min} = \frac{\pi}{6} \times \frac{U_M}{U_2} \quad (6.8-60)$$

式中:  $U_M$  为电动机额定电压;  $U_2$  为主变压器二次线电压有效值。

因而可得

$$\cos\alpha_{\min} = \frac{\pi}{6} \times \frac{1650}{1150} = 0.751$$

(2) 功率因数  $\cos\varphi$ 。由式 (6.8-59), 得功率因数

$$\cos\varphi = 0.95\cos\alpha_{\min}\cos\varphi_L = 0.95 \times 0.751 \times 1 = 0.713$$

此外, 也可直接从功率因数的定义式 (6.8-29) 来计算功率因数。由式 (6.8-52), 电动机在额定条件下工作时, 从变频器输入端观察, 其视在功率  $S_1$  为

$$S_1 = 3.48U_1I_a/k = [3.48 \times 10 \times 1566 / (10/1.15)] \text{ kVA} \\ = 6267 \text{ kVA}$$

若忽略损耗, 从变频器输入端观察, 其有功功率  $P_1$  就等于电动机的额定输入功率, 即

$$P_1 = (4200/0.95) \text{ kW} = 4421 \text{ kW}$$

因而功率因数  $\lambda$  为

$$\lambda = P_1/S_1 = 4421/6267 = 0.705$$

两者计算的结果是相近的。

## 4 谐波治理方法

一般而言, 谐波治理的方法不外乎两类: 一类是预防性的, 即从消除或减少电气传动自动化装置本身所产生的谐波着手, 研制不产生或少产生谐波的电气传动自动化装置。例如采用多相整流和多重化技术, 采用双 PWM 方式的变频器, 采用矩阵变换器等; 另一类是补救性的, 即对电气传动自动化装置已经产生的谐波采取一定的措施, 使这些谐波不进入公用电网, 或把进入公用电网的谐波电流限制在允许的范围之内。本节只涉及补救性的谐波治理方法, 介绍的是最有效和常用的补救性措施——谐波滤波的方法。谐波滤波的方法可分为无源滤波和有源滤波两种。本节重点介绍无源滤波方法。

### 4.1 无源滤波

无源滤波是一种用电阻器、电抗器和电容器这些无源元件组成的滤波器来抑制进入公用电网的谐波电流的方法。其基本原理就是利用电抗器和电容器的阻抗与频率有关的特性, 适当选择滤波器的拓扑形式与电抗器、电容器的参数, 就可以使滤波器对于某特定频率的谐波电流呈低阻抗, 该特定频率的谐波电流将大量地流入滤波器, 从而大大减少了流入公用电网的该特定频率的谐波电流, 起到了滤波的作用。使滤波器呈低阻抗的某特定频率就称为滤波器的调谐频率。最常用的滤波器是与电气传动自动化装置并联的串联调谐滤波器。

串联调谐滤波器由电容器和电抗器串联构成, 适当选择电容器和电抗器的参数使其在调谐频率上发生串联谐振。如果我们知道了电气传动自动化装置所产生的谐波电流的频率, 只要把串联调谐滤波器的调谐频率设计得和电气传动自动化装置所产生的谐波电流的频率相同, 那么电气传动自动化装置所产生的谐波电流大部分都会流入串联调谐滤波器中, 而流入公用电网中的谐波电流就会大大减少, 从而起到把谐波电流滤除的作用。虽然与有源滤波器相比, 无源滤波器在性能上有不少欠缺之处, 但无源滤波器的结构简单、投资低、维护简单、运行可靠, 到目前为止, 无源滤波器仍然是最主要和最常用的滤波方式。在图 6.8-5 中给出了几种典型的谐波滤波器。

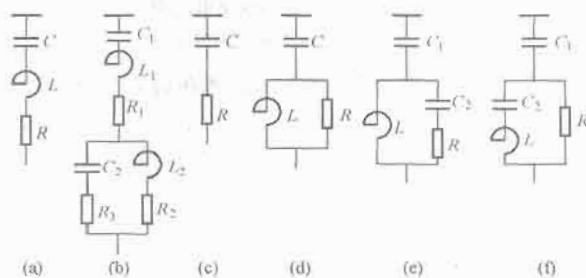


图 6.8-5 典型的谐波滤波器

- (a) 单调谐滤波器; (b) 双调谐滤波器;  
(c) 一阶高通滤波器; (d) 二阶高通滤波器;  
(e) 三阶高通滤波器; (f) C 型高通滤波器

#### 4.1.1 低通滤波器

图 6.8-5 中的 (a)、(b) 均属于低通滤波器, 一般用于滤掉 11 次以下频率较低的谐波。

(1) 单调谐滤波器。图 6.8-5 中的 (a) 是单调谐滤波器, 它只有一个调谐频率, 其调谐频率  $f_n$  (Hz) 由下式决定

$$f_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{Hz}) \quad (6.8-61)$$

式中:  $L$  为滤波电抗器电感值, H;  $C$  为滤波电容器电容值, F。

实际上, 为了避免在单调谐滤波器的参数漂移和电网频率波动时, 滤波器与电网之间可能发生的并联谐振, 滤波器的调谐频率并不与所要滤掉的谐波频率完全一致, 而是略有偏差, 要偏小一些, 偏差率通常为 2.5%。例如: 对于要滤掉 5 次谐波的单调谐滤波器, 其调谐频率不是  $5 \times 50 \text{ Hz} = 250 \text{ Hz}$  而是比 250Hz 略小一些设在  $250 \times (1 - 2.5\%) \text{ Hz} = 243.75 \text{ Hz}$ 。也就是说, 对于 5 次谐波而言, 滤波器呈微感性。

单调谐滤波器的品质因数  $Q$  可由下式决定

$$Q = \frac{2\pi f_0 L}{R} \quad (6.8-62)$$

式中:  $f_0$  为基波频率, 即电网频率, Hz;  $L$  为滤波电抗器电感值, H;  $R$  为包括滤波电抗器电阻在内的 LC 回路总电阻,  $\Omega$ 。

品质因数  $Q$  代表滤波器的灵敏度和滤波的效果, 理论上滤波器的品质因数越大越好。但若  $Q$  太高, 当谐波源的谐波频率略有变化或滤波器的参数略有漂移时, 滤波效果就会大打折扣。因此滤波器的品质因数不宜太高, 一般  $Q$  值在 30~60 之间较为合适。

当谐波源有多个谐波频率时, 可以针对谐波源的几个主要的谐波电流的频率设置几个单调谐支路来进行滤波。例

如：对于6脉波整流系统，其主要的谐波电流的频率为5、7、11、13次等，可以分别设置调谐频率为5、7、11次的单调谐滤波支路来滤除5、7、11次的谐波电流，而13次以上的谐波电流则可设置一个高通滤波器来滤除。

有关单调谐滤波器详细的参数计算方法可见本章第6节。

(2) 双调谐滤波器。图6.8-5中的(b)是双调谐滤波器，由主电抗器 $L_1$ 、主电容器 $C_1$ 和调谐电抗器 $L_2$ 、调谐电容器 $C_2$ 构成。双调谐滤波器有两个调谐频率，相当于两个单调谐滤波器。双调谐滤波器的优点是基波损耗较小，但结构比较复杂、调谐困难，除在一些高压直流输电工程中有少量应用外，在电气传动自动化系统中目前很少应用。

#### 4.1.2 高通滤波器

图6.8-5中的(c)、(d)、(e)、(f)均属于高通滤波器，主要用于滤掉频率较高的谐波。高通滤波器与低通滤波器不同，它不是只在一个或几个频率附近呈现低阻抗，而是在一个较宽的频率范围内都呈现低阻抗。高通滤波器的频率—阻抗特性分为两个区域：在频率低于某个特定频率的区域内，滤波器呈现高阻抗，在频率高于该某个特定频率的区域内，滤波器呈现低阻抗，而且随频率的增加阻抗的变化很小。这个特定的频率称为该滤波器的通频限。由于高通滤波器的有功损耗较大，一般只设一组高通滤波器用于滤除11次以上的谐波电流。

(1) 一阶高通滤波器。图6.8-5中的(c)是一阶高通滤波器，由电容器和电阻器串联构成。这种高通滤波器电容器的容量要很大，而且其基波损耗很大，故很少采用。

(2) 二阶高通滤波器。图6.8-5中的(d)是二阶高通滤波器。它的性能好而且结构简单，是应用最广的高通滤波器。下面介绍一个简单实用的参数计算方法。

首先根据滤波的要求，确定高通滤波器的通频限。然后用单调谐滤波器的设计方法，将通频限作为调谐频率，计算出滤波电容器和滤波电抗器的参数。最后按下式计算高通电阻器的阻值 $R$

$$R = k_R \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.8-63)$$

式中： $R$ 为高通电阻器的阻值， $\Omega$ ； $L$ 为滤波电抗器的电感值，H； $C$ 为滤波电容器的电容值，F； $k_R$ 为高通电阻计算系数，通常 $k_R=10\sim20$ 。

有关二阶高通滤波器详细的参数计算方法可见本章第6节。

(3) 三阶高通滤波器。图6.8-5中的(e)是三阶高通滤波器。这种滤波器在主电容器 $C_1$ 之外加了一个副电容器 $C_2$ 。副电容器 $C_2$ 的容量比主电容器 $C_1$ 的容量小得多，提高了滤波器对基波的阻抗，从而减少了基波损耗。这种滤波器结构也比较复杂，投资也较大，在电气传动自动化系统中较少采用。

(4) C型高通滤波器。图6.8-5中的(f)是C型高通滤波器，它也属于三阶高通滤波器。这种滤波器也有一个主电容器 $C_1$ 和一个副电容器 $C_2$ 。 $C_2$ 与电感器 $L$ 产生基频串联谐振，这样可以减小基波损耗。这种滤波器的结构也较复杂，对电网频率波动和元件参数漂移比较敏感，在电气传动自动化系统中也较少采用。

在无源滤波中，无论是低通滤波器还是高通滤波器，对电网而言，在基波频率下，它们都呈容性，即滤波器能向电网送出无功，因此滤波器除了滤波之外，还能起到无功补偿的作用。在滤波器设计时，应考虑到这一点，本章第6节中

有较详细的介绍。

## 4.2 有源滤波

无源滤波的费用低、可靠性好，但是它有一些固有的缺点，主要是：

- (1) 无源滤波器的滤波特性依赖于电源阻抗。
- (2) 不能把谐波完全滤掉，特别是对于非特征次谐波，例如交—交变频器产生的频谱很广的旁频，滤波的效果较差。
- (3) 滤波器参数漂移或谐波源谐波的频率变化较大时，滤波器与电网间有产生并联谐振的危险。

针对无源滤波器的缺点，随着电力电子器件和控制技术的发展，近年来所谓有源滤波器(Active Power Filter, APF)已经逐渐得到应用。有源滤波器的主要优点是：

- (1) 实现了动态滤波，可以滤掉频率和大小均时变的谐波。
- (2) 在动态滤波的同时，也可对功率因数和无功功率进行动态补偿。
- (3) 基本不受电网阻抗和频率等电网参数变化的影响，因而与电网产生并联谐振的风险小。

在美国、日本等技术发达国家中，大功率的APF已有少量的工业应用。在国内，对于APF也有较多的试验研究，在市场上已有国内外厂商推出的主要用于低压小功率的APF通用产品问世。但这些产品的价格都比较昂贵，故实际使用面很小。高压大功率的APF在国内的工业中的实际应用基本上还是空白。

### 4.2.1 有源滤波的工作原理

有源滤波实际上就是另造一个谐波电流源，这个谐波电流源产生的谐波电流与用电设备，例如电气传动自动化装置所产生的谐波电流大小相同，相位相反，这样一来，合成之后流经电网的电流就只有基波成分而没有谐波成分。再进一步，若另造的谐波电流源还能产生无功补偿所需的补偿电流，就可以将用电设备所产生的基波电流中的无功成分也补偿掉，同时起到功率因数补偿的作用。在理想情况下，流经电网的电流就可以是一个波形为纯正弦的而且与电网电压相位完全一致的电流。图6.8-6是有源滤波器原理框图。

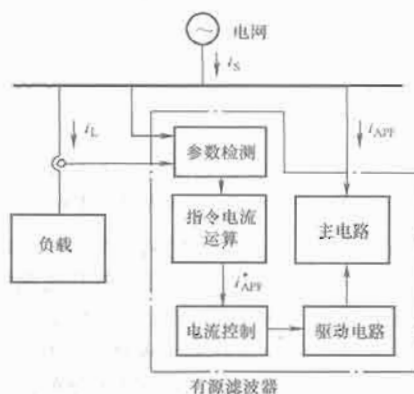


图 6.8-6 有源滤波器原理框图

用图6.8-6和下面的公式可进一步说明有源滤波器的原理。在图6.8-6中， $i_s$ 是电网的电流， $i_L$ 是负载的电流， $i_{APF}$ 是有源滤波器的电流。它们之间的关系是

$$i_s = i_L + i_{APF} \quad (6.8-64)$$

负载电流 $i_L$ 除了基波之外还有谐波，即

$$i_L = i_{L1} + \sum i_{Lh} \quad (6.8-65)$$

式中： $i_{L1}$ 为负载电流的基波； $\sum i_{Lh}$ 为负载电流的谐波。

如果我们使有源滤波器的电流  $i_{APF}$  满足式

$$i_{APF} = -\sum i_{Lh} \quad (6.8-66)$$

则由式 (6.8-64), 电网电流为

$$i_s = i_L + i_{APF} = i_{L1} + \sum i_{Lh} - \sum i_{Lh} = i_{L1} \quad (6.8-67)$$

这时, 负载电流中的谐波完全被有源滤波器的补偿电流所抵消, 电网电流中只含负载电流的基波, 不含谐波。

若负载电流基波的有效分量和无功分量分别为  $i_{L1,P}$  和  $i_{L1,Q}$ , 而我们使有源滤波器的电流  $i_{APF}$  满足式

$$i_{APF} = -\sum i_{Lh} - i_{L1,Q} \quad (6.8-68)$$

再由式 (6.8-64), 可得电网电流为

$$\begin{aligned} i_s &= i_L + i_{APF} = i_{L1,P} + i_{L1,Q} + \sum i_{Lh} - \sum i_{Lh} - i_{L1,Q} \\ &= i_{L1,P} \end{aligned} \quad (6.8-69)$$

这时, 不仅是负载电流中的谐波被有源滤波器所抵消, 而且负载电流中基波的无功分量也被有源滤波器所补偿, 反映到电网的电流只含负载电流的基波有功分量, 对电网而言总的负载就是一个不含谐波而且功率因数为 1 的负载。

在图 6.8-6 的有源滤波器中, 参数检测环节检测负载电流和其他必要的参数 (例如电网电压), 指令电流运算环节根据检测到的参数和有源滤波器的要求计算出电流控制所需的指令电流  $i_{APF}^*$ , 电流控制环节则产生有源滤波器主电路所需的控制指令, 通过驱动电路使主电路生成与指令电流一致的有源滤波器的补偿电流  $i_{APF}$ , 主电路通常是一个 PWM 式的变流器。

#### 4.2.2 有源滤波器的主电路

有源滤波器的主电路通常是一个 PWM 式的变流器。按其直流侧储能元件的不同, 一般有两种类型。即电压型 PWM 变流器主电路和电流型 PWM 变流器主电路, 参见图 6.8-7。

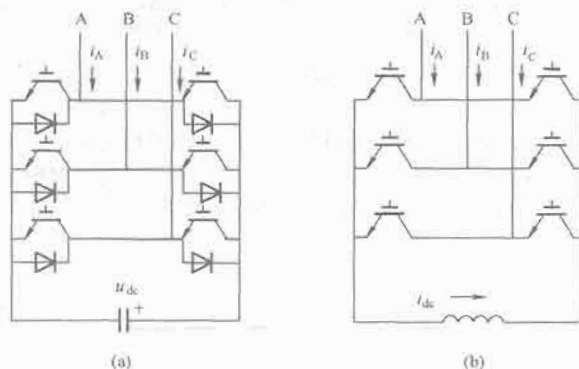


图 6.8-7 有源滤波器的主电路

(a) 电压型 PWM 变流器; (b) 电流型 PWM 变流器

(1) 电压型 PWM 变流器主电路。图 6.8-7 (a) 是三相电压型 PWM 变流器主电路的示意图。其直流侧的储能元件是电容器, 在正常工作时, 其电压基本不变, 可视为电压源。变流器交流侧的输出电压是 PWM 波。因为其损耗小, 这种类型的主电路使用得较多。但当滤波器的视在功率增加时, 直流侧的电容器也要随之增加, 因而这种类型的主电路较适用于中低压电网系统中。

(2) 电流型 PWM 变流器主电路。图 6.8-7 (b) 是三相电流型 PWM 变流器主电路的示意图。其直流侧的储能元件是电抗器, 在正常工作时, 其电流基本不变, 可视为电流源。变流器交流侧的输出电流是 PWM 波。这种类型的 PWM 变流器不会因为主电路中电力电子器件的直通而发生短路故障, 因而可靠性较高。但其直流侧的电抗器一直有电流流过, 在电抗器线圈的电阻上产生长期的损耗, 因而有源

滤波器的损耗较大。这种类型的主电路目前使用得较少。

#### 4.2.3 有源滤波器的分类

按有源滤波器与负载接入电网的方式不同, 有源滤波器可分为并联式有源滤波器和串联式有源滤波器两种, 参见图 6.8-8。

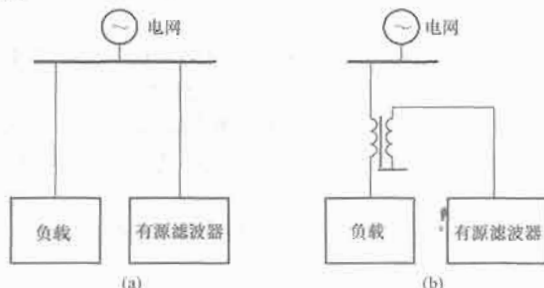


图 6.8-8 并联式和串联式有源滤波器

(a) 并联式; (b) 串联式

(1) 并联式有源滤波器。这种有源滤波器是和负载并联接入电网, 见图 6.8-8 (a)。这种形式的有源滤波器是应用得最多的有源滤波器。并联式有源滤波器适用于补偿负载的谐波源具有电流源性质的谐波。例如晶闸管供电的直传动和交流变频器的交流传动谐波源就具有电流源性质。并联式有源滤波器向电网输出补偿电流, 抵消负载的谐波电流, 可看作是一个电流源。

由于并联式有源滤波器中的变流器要直接承受电网的电压, 而且补偿电流基本上由滤波器中的变流器承担, 因此滤波器中的变流器容量较大, 投资较高。为了克服这个缺点, 可以将有源滤波器与 LC 类型的无源滤波器组合使用, 见图 6.8-9。用 LC 类型的无源滤波器补偿掉负载的特征谐波和平均的无功功率, 有源滤波器只需主要补偿无源滤波器未滤掉的非特征谐波和补偿无功功率的波动, 从而可以在不降低性能的前提下大大减少投资。

由于采用了无源滤波器, 因此就有与电网发生并联谐振的可能。在采用将有源滤波器与无源滤波器组合使用的方案时要注意这个问题。

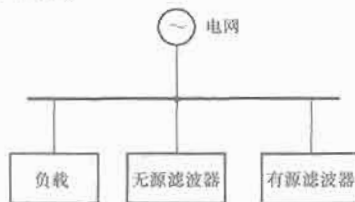


图 6.8-9 并联式有源滤波器和无源滤波器组合

(2) 串联式有源滤波器。这种有源滤波器是和负载串联后接入电网, 见图 6.8-8 (b)。串联式有源滤波器适用于补偿负载的谐波源具有电压源性质的谐波。例如在直流侧有大电容的整流电源的谐波源就具有电压源性质。串联式有源滤波器输出补偿电压, 抵消负载的谐波电压, 可看作是一个电压源。

由于串联式有源滤波器中的变流器只需承受负载的谐波电压, 对变流器中的电力电子器件电压的要求可降低, 但却要承受负载电流, 因此滤波器的变流器的容量也不小, 投资较高。为了克服这个缺点, 可以将串联式有源滤波器与 LC 类型的无源滤波器组合使用, 见图 6.8-10。这时串联式有源滤波器对基波是低阻抗, 对谐波是高阻抗, 使得负载的谐波进不了电网, 只能进入有源滤波器, 这样还可以防止电网与有源滤波器间可能发生的并联谐振。这也是这种组合方案的



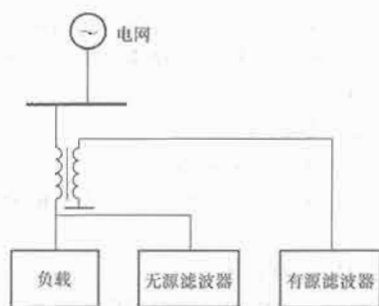


图 6.8-10 串联式有源滤波器与无源滤波器组合

优点。

## 5 无功功率补偿的方法

本章 1.4.1 节中提到,公用电网对接在公用电网上的用电设备的功率因数有一定的要求。当用电设备的功率因数不能满足公用电网对功率因数的要求时,就必须采取无功补偿的措施,使补偿后的功率因数满足公共电网的要求。此外,在本章 1.4.2 节中还提到,对接在公用电网上的用电设备的冲击性无功功率所引起的公用电网电压波动也有限制。当用电设备的冲击性无功功率引起的电压波动超过允许范围时,也要采取无功补偿的措施把用电设备冲击性无功功率引起的电压波动限制在允许范围之内。

根据补偿的目的不同,无功补偿的方法可分为两类:一类主要是针对平均功率因数或平均无功功率进行补偿的,这一类的补偿通常称为静态无功补偿,简称静补;另一类主要是针对电压波动即冲击性无功功率进行补偿的,这一类的补偿通常称为动态无功补偿,简称动补。

### 5.1 静态无功补偿

电气传动自动化系统中绝大多数用电设备的无功功率是正值(感性无功),所以在该系统中所用的静补方法就是在用电设备接入公用电网之处并联接入电力电容器组,以电容器的容性无功功率来补偿用电设备的感性无功功率,从而减少了用电设备从公用电网汲取的无功功率,提高了功率因数。电力电容器的接入有两种方式:一种方式是电容器基本常接入,另一种方式是电容器随用电设备实际的功率因数或无功功率变化而自动投切。

#### 5.1.1 电容器常接的方式

这种方式最简单经济,适于在用电设备的负载比较平稳的场合下使用。所需要的功率因数补偿电容器组的总容量可按下式选择

$$Q_{\Sigma} = P \{ \tan[\arccos(\cos\varphi_1)] - \tan[\arccos(\cos\varphi_2)] \} \quad (6.8-70)$$

式中:  $Q_{\Sigma}$  为补偿电容器组需要的总容量, kvar;  $P$  为用电设备的平均有功功率, kW;  $\cos\varphi_1$  为补偿前用电设备的平均功率因数;  $\cos\varphi_2$  为补偿后希望达到的平均功率因数。

用电设备的平均有功功率通常是按在一段时间内,例如一个月内的平均有功功率计算的。对于新设计的用电设备,无法得到平均有功功率数据时,也可将装机容量乘以利用系数(即计算负载)作为用电设备的平均有功功率。

对于三相系统而言,补偿电容器每相所需的电容量计算公式为

$$C_Y = \frac{Q_{\Sigma}}{2\pi f U^2} \times 10^3 \quad (6.8-71)$$

$$C_{\Delta} = \frac{Q_{\Sigma}}{6\pi f U^2} \times 10^3 \quad (6.8-72)$$

式中:  $C_Y$  为星形连接时每相电容器所需的电容量,  $\mu\text{F}$ ;  $C_{\Delta}$  为三角形连接时每相电容器所需的电容量,  $\mu\text{F}$ ;  $Q_{\Sigma}$  为补偿电容器组需要的总容量, kvar;  $f$  为电网频率, Hz;  $U$  为电容器组接入处的线电压有效值, kV。

对于电容器常接的静态无功补偿装置设计或选择装置中的设备时,应注意下述问题:

(1) 若把电容器组直接接入电网,会有很大的浪涌电流(电容器充电电流),过大的浪涌电流会危及电容器及开关。为了限制这个浪涌电流,必须与电容器串联一个电抗器。对于三相系统,该电抗器每相的电感值  $L$  一般可按按下式来确定

$$L = \frac{(0.5 \sim 0.6) \% U_{\Phi}}{2\pi f I} \times 10^{-3} \quad (6.8-73)$$

式中:  $L$  为电抗器每相电感值,  $\mu\text{H}$ ;  $U_{\Phi}$  为电容器组接入处电网相电压有效值, kV;  $f$  为电网频率, Hz;  $I$  为电抗器的额定电流, A。

(2) 如果无功补偿装置本身会产生谐波,或者电容器组接入的公用电网内存在谐波,由于谐波源通常是电流源,无功补偿用的电容器组会将谐波放大,甚至在某次谐波下与电网引起并联谐振。因此,在含有谐波的场合用电容器组进行无功补偿时,也必须与电容器串联一个电抗器。这个电抗器参数选择的原则是:使串联了电抗器后的  $L$ 、 $C$  回路形成一个单调谐滤波器,而电抗器电感的选择是使这个单调谐滤波器的调谐频率略低于用电设备或电网中的最低次谐波的频率,即对于用电设备或电网中的最低次谐波而言也呈感性,从而不会对谐波产生放大作用。这样做,补偿装置还起到把用电设备或电网中的最低次谐波滤掉一部分的作用。一般情况下,用电设备或电网中的最低次谐波可按 5 次(250Hz)考虑。通常,考虑避免谐波放大所串联电抗器的电感值要比考虑限制浪涌电流所串联电抗器的电感值大得多。

(3) 当已经投入电网运行的电容器组因为某种原因从电网中切除时,电容器的电压仍等于切除瞬间其电压的瞬时值,然后通过电容器的绝缘电阻慢慢放电。由于电容器的绝缘电阻很大,所以电容器在从电网中切除后仍会较长时间有较高的电压。为了保证人身安全,要求电容器在从电网中切除后,能在较短的时间内把电压降到安全水平以下。最常用的办法是在电容器两端加放电电阻,或者加放电线圈。放电电阻通常可在 30~60s 之内把电压降到安全水平以下,放电线圈可在几秒之内把电压降到安全水平以下。有些电容器其本身带有放电电阻,就不需要另加放电电阻。不过由电容器自带的放电电阻放电的时间较长,要几分钟,适合在不需频繁切除电容器的场合用。

(4) 补偿后的功率因数不要定得过高,要考虑轻载时可能过补偿的问题。为了防止过补偿,有时要考虑轻载时把补偿电容器组部分或全部切除的措施。

#### 5.1.2 电容器自动投切方式

电容器常接的方式不能适应用电设备的功率因数或无功功率经常变化的情况,也容易出现过补偿的问题。电容器自动投切的方式能克服上述缺点。这种方法是把电容器分成若干组,根据用电设备的功率因数或无功功率变化情况,将各电容器组逐步投入或切除,从而达到将补偿后的功率因数或无功功率维持在某个范围之内目的。这某个范围就是这种补偿方法的死区。显然,若希望的死区越小,电容器组的分组数就要求越多。考虑到投切设备的动作不能太频繁和补偿的稳定性,死区不能太小。通常电容器的分组数在 4~12 之间。电容器自动投切的方式多用在低压电网的就地无功补

偿中。

电容器组的投切可用接触器也可用晶闸管无触点开关。用接触器投切电容器组时,由于无法精确控制接触器投入的时刻,因而电容器组投入时有电流冲击,最好选用电容器专用的接触器,若采用普通的接触器时应降容使用。用晶闸管无触点开关投切电容器组时,为了不产生电容器投入时的电流冲击,应控制在电网电压的瞬时值为零时投入电容器组。

通常是按功率因数或无功功率为目标来控制电容器组的投切,以无功功率为目标的控制方式用得较多。在某些情况下也有按供电母线电压或负载的情况来决定电容器组的投切。

在第5.1.1节中提到的静态无功补偿装置设计或选择装置中设备时应注意的问题,在电容器自动投切的控制方式中也同样应加以考虑。

## 5.2 动态无功补偿

静态无功补偿是对用电负载变化比较缓慢的无功功率进行补偿,其主要目的是提高平均功率因数。动态无功补偿主要是对具有冲击性无功功率的用电负载进行补偿,其主要目的是抑制由于冲击性无功功率引起的公用电网的电压波动。本节介绍工程上常用的,主要用于高压电网的两种动态补偿方法,重点介绍的是晶闸管控制电抗器(相控电抗器)方法。

### 5.2.1 晶闸管投切电力电容器方法

这种方法又称为TSC(Thyristor Switched Capacitor)方法。这种动补方法是根据负载无功功率(一般都是感性的无功功率)的情况,利用晶闸管无触点开关把电容器投入电网或从电网中切除,从而使总的无功功率波动减小。图6.8-11是这种动态无功补偿方法的原理图。图中无功补偿用的电力电容器被分为 $n$ 组( $C_1 \sim C_n$ ),各组电容器的容量可以相等也可以不相等。晶闸管触点开关也分为 $n$ 组( $TS_1 \sim TS_n$ )分别用来将 $C_1 \sim C_n$ 投入电网或从电网中切除。TSC控制器的输入是负载的无功功率分量 $Q_L$ (感性无功功率),输出是 $TS_1 \sim TS_n$ 的投入或切除的命令。控制器根据 $Q_L$ 的大小决定是给哪一组或若干组晶闸管无触点开关发出投入或切除的命令,向电网动态补偿 $Q_{TS1} \sim Q_{TSn}$ 的容性无功功率。

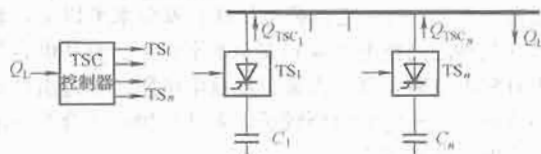


图 6.8-11 TSC 动补方法示意图

$TS_1 \sim TS_n$ ——晶闸管开关; $C_1 \sim C_n$ ——电容器组;  
 $Q_L$ ——负载无功功率; $Q_{TSC1} \sim Q_{TSCn}$ ——TSC 无功功率

这种动补方法的关键之处在于:一是要准确而实时地测出负载的无功功率分量 $Q_L$ ;二是为了避免电容器投入时的电流冲击,应该控制在电网电压的瞬时值为零的瞬间把电容器投入。

若用电设备或电网中含有较多的谐波电流时,还必须采取措施(通常是电力电容器串联电抗器)避免可能产生的谐波放大问题。

TSC 动补方法的优点是:

(1) 损耗小。因为是直接补偿,根据实际的需要才把电容器投入,因而投入运行的时间短,平均损耗小。

(2) 由于补偿装置提供的是容性的无功功率,因而在减少无功功率波动的同时也提高了功率因数。此外,补偿装置本身不会产生谐波。

TSC 动补方法的缺点是:

(1) 是有级的不连续的补偿。

(2) 必须在电源电压瞬时值为零时投入电容器,控制较复杂。

(3) 最大的死时为 20ms。

(4) 对晶闸管开关中的晶闸管的电压要求高,是电网电压的 2 倍,事故时可达电网电压的 3~4 倍。

(5) 运行的可靠性不如晶闸管控制电抗器方法。

近年来随着全控型电力电子器件的发展,器件的电压和电流的不断提高,出现了一种利用全控型电力电子器件来控制电容器接入电网的平均时间(类似于 PWM 调制)的方法,从而可以连续地控制电容器注入电网的无功功率,即所谓静止无功发生器 SVG (Static Var Generator)。利用 SVG 也可以起到类似于 TSC 方法动补的作用,这种方法不像 TSC 那样是有级的不连续的补偿,而可以实现有级的连续的补偿,性能更好。不过高压 SVG 投资很大,在电气传动自动化系统的动态无功补偿中实际使用的很少。

### 5.2.2 晶闸管控制电抗器方法

这种方法又称为 TCR (Thyristor Controlled Reactor) 或相控电抗器方法。这种动补方法是用电设备负载的无功功率情况,用控制与电抗器串联的晶闸管的触发延迟角来控制 TCR 的无功功率(感性的无功功率)。当负载的无功功率大时,TCR 的无功功率就小,而当负载无功功率小时,TCR 的无功功率就大,使负载的无功功率加上 TCR 的无功功率之和基本保持不变。这样对电网而言,虽然总的无功功率量是增加了,但无功功率波动(冲击)却减少了。

TCR 动补方法中的电抗器有时是用高阻抗变压器来取代。所谓高阻抗变压器就是阻抗电压很大(50%~100%)的变压器。该变压器一方面使电网电压降低,可降低对晶闸管电压的要求;另一方面,它的高阻抗就起电抗器的作用。但由于增加了高阻抗变压器,总的损耗也增加了。这种动补方法又可称为 TCT (Thyristor Controlled High Impedance Transformer) 动补方法,不过 TCT 动补方法与 TCR 动补方法本质上都一样,属于同一类型的动补方法。

图 6.8-12 是 TCR 和 TCT 动补方法的示意图。图中,TCR 或 TCT 控制器的输入是负载的无功功率分量 $Q_L$ 和给定的允许无功功率冲击量 $\Delta Q^*$ ,其输出是晶闸管装置的触发延迟角 $\alpha$ ,即相当于 TCR 或 TCT 动补装置输出的感性补偿无功功率 $Q_{TCR}$ 或 $Q_{TCT}$ 。控制器比较 $\Delta Q^*$ 和 $Q_L$ ,当 $Q_{Lmax} - Q_L = \Delta Q \leq \Delta Q^*$ ( $Q_{Lmax}$ 是负载的最大无功功率分量)时,控制器输出的 $\alpha$ 使 $Q_{TCR}$ 或 $Q_{TCT}$ 等于零。当 $\Delta Q >$

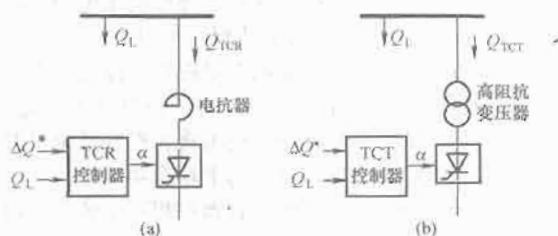


图 6.8-12 TCR 与 TCT 动补方法示意图

(a) TCR 动补方法; (b) TCT 动补方法

$\Delta Q^*$ ——无功给定; $Q_L$ ——负载无功;

$Q_{TCR}$ ——TCR 无功; $Q_{TCT}$ ——TCT 无功

$\Delta Q^*$  时, 控制器输出的  $\alpha$  使  $Q_{TCR}$  或  $Q_{TCT}$  等于  $\Delta Q - \Delta Q^*$ 。当  $\Delta Q = Q_{Lmax}$  (即  $Q_L = 0$  时) 时, 控制器输出的  $\alpha$  使  $Q_{TCR}$  或  $Q_{TCT}$  等于  $Q_{Lmax} - \Delta Q^*$ , TCR 或 TCT 动补装置输出感性补偿无功功率达到其最大值。采取这样的控制策略, 可以保证当负载的无功功率分量  $Q_L$  在  $0 \sim Q_{Lmax}$  之间波动时, 对电网而言的无功功率波动始终不会大于给定的允许无功功率冲击量  $\Delta Q^*$ 。

TCR 或 TCT 动补方法的优点是:

- (1) 是连续无级的补偿。
- (2) 最大死时为 10ms, 比 TSC 方法小。
- (3) 对晶闸管电压的要求较 TSC 方法低, 按电网电压考虑即可, 不必按电网电压的 2 倍来考虑。
- (4) 可靠性较高, 即使晶闸管出故障也不会引起大的过电流。

这种控制方式的缺点是:

- (1) 由于是用间接补偿, 补偿装置长期接入, 所以平均损耗大。
- (2) 补偿装置本身也产生感性的无功功率, 与负载的无功功率相加后, 虽然对电网而言无功功率的波动是减少了, 但对电网而言, 总的功率因数却降低了。此外, 补偿装置本身还产生谐波。因此, 通常都还需要另加滤波器来滤除谐波和提高功率因数。

在某些场合, 也可把 TSC 与 TCR 组合起来使用, TCR 作为细调之用, 而 TSC 作为粗调之用。这样, 可以充分利用二者的优点, 避免二者的缺点, 但投资相对较大。

通常, 在电力系统中的损耗问题比较重要, 故可采用 TSC 方案或 TSC 与 TCR 联合的方案。但在工业系统中, 一般采用 TCR 或 TCT 方案。

下面简要介绍 TCR 或 TCT 动补方法的工作机理, 它们的工作机理都是相同的, 都是控制晶闸管的触发延迟角来控制电抗器或高阻抗变压器的感性无功功率, 可从图 6.8-13 所示的单相原理图来说明。

图 6.8-13 (a) 是单相线路图,  $u$ 、 $i$  分别是电网电压和 TCR 电流的瞬时值,  $L$  是相控电抗器的电感。图 6.8-13 (b) 是电压和电流的波形图。

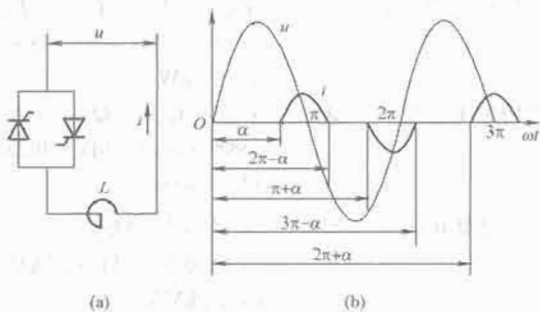


图 6.8-13 TCR 或 TCT 无功控制原理图  
(a) 单相线路图; (b) 电流电压波形图

设  $u = \sqrt{2}U\sin\omega t$ ,  $U$  是电网电压有效值。忽略相控电抗器的电阻, 在晶闸管触发延迟角  $\alpha \geq \pi/2$  条件下可得

$$\begin{cases} i = \sqrt{2}I_{ref}(\cos\alpha - \cos\omega t) & \alpha \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha \\ i = 0 & 2\pi - \alpha \leq \omega t \leq \pi + \alpha \end{cases} \quad (6.8-74)$$

$$\begin{cases} i = -\sqrt{2}I_{ref}(\cos\alpha + \cos\omega t) & \pi + \alpha \leq \omega t \leq 3\pi - \alpha \\ i = 0 & 3\pi - \alpha \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha \end{cases}$$

式中:  $I_{ref}$  为相控电抗器参考电流有效值,  $I_{ref} = U/\omega L$ ;  $\omega$  为电网角频率,  $\omega = 2\pi f$  ( $f$  是电网频率)。

电流  $i$  是断续的, 只有在  $\alpha = \pi/2$  时, 电流才是连续的。这时式 (6.8-74) 成为

$$i = \sqrt{2}I_{ref}\sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (6.8-75)$$

由式 (6.8-75) 可知, 这时电流  $i$  是纯粹的感性无功电流而且是正弦波, 不含谐波分量。而在其他情况下均含有谐波分量。

将式 (6.8-74) 按傅里叶级数分解, 由于  $i$  是偶函数, 所以除基波外只含奇数次谐波, 即

$$i = \sqrt{2}I_1\cos\omega t + \sum \sqrt{2}I_h\cos(h\omega t) \quad (6.8-76)$$

$$I_1 = \frac{I_{ref}}{\pi}(2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) \quad (6.8-77)$$

$$I_h = \frac{2I_{ref}}{h\pi} \left[ \frac{\sin(h-1)\alpha}{h-1} - \frac{\sin(h+1)\alpha}{h+1} \right] \quad (6.8-78)$$

式中:  $I_1$  为基波电流有效值, 由式 (6.8-77) 确定;  $I_h$  为  $h$  次 (奇数次) 谐波电流有效值, 由式 (6.8-78) 确定。

由式 (6.8-77) 可见, 基波电流  $I_1$ , 即感性无功功率是晶闸管触发延迟角  $\alpha$  的函数。当  $\alpha$  在  $\pi/2 \sim \pi$  之间变化时, 感性无功电流的有效值就在  $I_{ref} \sim 0$  之间变化, 故可通过控制  $\alpha$  来连续地控制无功功率。 $\alpha = \pi/2$  时, 动补装置的基波电流最大, 即

$$I_{1max} = I_{ref} = \frac{U}{\omega L} \quad (6.8-79)$$

通常, 为了提高 TCR 或 TCT 动补装置的快速性, 当动补装置的无功最大时, 对应的最小触发延迟角  $\alpha_{min}$  不是  $90^\circ$  而是大于  $90^\circ$ 。这时, 动补装置的最大基波电流即额定电流为

$$I_{1N} = \frac{I_{ref}}{\pi\omega L}(2\pi - 2\alpha_{min} + \sin 2\alpha_{min}) \quad (6.8-80)$$

定义相控电抗器的相对阻抗  $Z\%$  为

$$Z\% = \frac{I_{1N}\omega L}{U} = \frac{I_{1N}}{I_{ref}} \quad (6.8-81)$$

当  $\alpha_{min} = 90^\circ$  时,  $Z\% = 100\%$ 。当  $\alpha_{min} = 180^\circ$  时,  $Z\% = 0\%$ 。通常, 阻抗  $Z\%$  的取值范围在  $50\% \sim 70\%$  之间。由式 (6.8-81) 可得

$$I_{1N} = I_{ref}Z\% \quad (6.8-82)$$

将式 (6.8-81) 和式 (6.8-82) 代入式 (6.8-78) 可得

$$I_h = k_h I_{1N} \quad (6.8-83)$$

$$k_h = \frac{2}{hZ\%} \left[ \frac{\sin(h-1)\alpha}{h-1} - \frac{\sin(h+1)\alpha}{h+1} \right] \quad (6.8-84)$$

式中:  $k_h$  为谐波计算系数。

式 (6.8-82) 和式 (6.8-84) 对于 TCT 动补装置仍适用, 但式中的  $Z\%$  要用高阻抗变压器的阻抗电压  $u_k\%$  来取代。

以上的计算公式适用于单相情况。实际上 TCR 和 TCT 都是三相系统, 因此用以上公式得到的是每相的基波和谐波电流的有效值。在对称的三相系统中  $h = 3n$  ( $n$  为正整数) 的  $h$  次谐波会互相抵消, 所以 TCR 或 TCT 动补装置本身产生的谐波次数为  $h = 6k \pm 1$  次 ( $k$  为正整数)。

TCR 或 TCT 动补装置虽然可以补偿负载的无功功率冲击, 使得对电网而言无功功率的波动大大减小, 但功率因数却降低了不少, 因此还需要采取措施提高功率因数。通常的措施是并联电力电容器提供容性的无功功率来提高功率因

数。由于通常需要 TCR 或 TCT 动补装置的地方,也同时需要由电感、电容构成的无源滤波器,而无源滤波器对基波而言呈容性,即能提供容性的无功功率。所以可以利用滤波器来提高功率因数,不需要另外再并联电力电容器。具体的考虑方法可见本章第6节。

## 6 滤波及无功补偿装置的组成和设备选用

本节介绍两个滤波及无功补偿装置主要器件参数计算和设备选择的实例。通过这两个实例,读者可以大致了解滤波器和无功补偿装置设计应考虑的问题、主要器件参数计算方法及设备选择时要注意的问题。

### 6.1 滤波兼静补装置

以2.1.2节例6.8-1中的某钢厂二辊和四辊万能轧机直流传动系统为例,除了考虑二辊和四辊万能主传动外,还考虑平均有功功率约为600kW的直流辅助传动。这些直流辅助传动是6脉波整流系统,平均功率因数为0.7。此外,10kV母线还有其他负载,其数据为:

平均有功功率:  $P_{Lav} = 896\text{kW}$ 。

平均无功功率:  $Q_{Lav} = 1629\text{kvar}$ 。

这些负载较平稳,而且基本不产生谐波。

10kV母线的短路容量为

最小运行方式时,  $S_{Kmin} = 277\text{MVA}$ 。

最大运行方式时,  $S_{Kmax} = 343\text{MVA}$ 。

#### 6.1.1 无功功率冲击与电压波动

认为直流辅助传动没有无功功率冲击,只考虑二辊和四辊万能主传动的无功功率冲击,并按最大冲击电流计算无功功率冲击。

(1) 二辊主传动。

最大有功功率  $P_{2max} = I_{Mmax} \times U_{MN} = 8900 \times 0.75\text{kW} = 6675\text{kW}$

最大视在功率  $S_{2max} = \sqrt{3} \times \sqrt{2/3} \times 8900 \times 0.75\text{kVA} = 9440\text{kVA}$

最大无功功率  $Q_{2max} = \sqrt{S_{2max}^2 - P_{2max}^2} = \sqrt{9440^2 - 6675^2} = 6675\text{kvar} = 6.675\text{MW}$

无功冲击电压波动  $\Delta U_{2m} = Q_{2max} / S_{Kmin} = 6.675 / 277 = 2.4\%$

(2) 四辊万能主传动。

最大有功功率  $P_{4max} = I_{Mmax} \times U_{MN} = 12000 \times 0.86\text{kW} = 10320\text{kW}$

最大视在功率  $S_{4max} = \sqrt{3} \times \sqrt{2/3} \times 12000 \times 0.83\text{kVA} = 14086\text{kVA}$

最大视在功率  $Q_{4max} = \sqrt{S_{4max}^2 - P_{4max}^2} = \sqrt{14086^2 - 10320^2} = 9587\text{kvar} = 9.587\text{MW}$

无功功率冲击电压波动:  $\Delta U_{4m} = Q_{4max} / S_{Kmin} = 9.587 / 277 = 3.5\%$

二辊和四辊万能主传动的无功功率冲击所引起的电压波动不大,只略为超标,因此第一步暂不考虑设置动态无功补偿装置。

#### 6.1.2 所需的无功功率补偿量

按二辊和四辊万能主传动电动机以额定功率运行,辅助传动以平均负载运行,并考虑到10kV母线上其他负载,来计算平均功率因数和所需的无功功率补偿量。

(1) 二辊主传动。

平均有功功率  $P_{2av} = I_{MN} \times U_{MN} = 5200 \times 0.75\text{kW} = 3900\text{kW}$

平均视在功率  $S_{2av} = \sqrt{3} \times \sqrt{2/3} \times 5200 \times 0.75\text{kVA} = 5515\text{kVA}$

平均无功功率  $Q_{2av} = \sqrt{S_{2av}^2 - P_{2av}^2} = \sqrt{5515^2 - 3900^2} = 3899\text{kvar}$

平均功率因数  $\cos\varphi_{2av} = P_{2av} / S_{2av} = 3900 / 5515 = 0.707$

(2) 四辊万能主传动。

平均有功功率  $P_{4av} = I_{MN} \times U_{MN} = 6350 \times 0.86\text{kW} = 5461\text{kW}$

平均视在功率  $S_{4av} = \sqrt{3} \times \sqrt{2/3} \times 6350 \times 0.83\text{kVA} = 7454\text{kVA}$

平均无功功率  $Q_{4av} = \sqrt{S_{4av}^2 - P_{4av}^2} = \sqrt{7454^2 - 5461^2} = 5073\text{kvar}$

平均功率因数  $\cos\varphi_{4av} = P_{4av} / S_{4av} = 5461 / 7454 = 0.733$

(3) 辅助传动。

平均有功功率  $P_{Lav} = 600\text{kW}$

平均功率因数  $\cos\varphi_{Lav} = 0.7$

平均无功功率  $Q_{Lav} = P_{Lav} \times \tan[\arccos(\cos\varphi_{Lav})] = 600 \times \tan(\arccos 0.7) = 612\text{kvar}$

平均视在功率  $S_{Lav} = \sqrt{P_{Lav}^2 + Q_{Lav}^2} = \sqrt{600^2 + 612^2} = 857\text{kvar}$

(4) 其他负载。

平均有功功率  $P_{Lav} = 896\text{kW}$

平均无功功率  $Q_{Lav} = 1629\text{kvar}$

平均功率因数  $\cos\varphi_{Lav} = \frac{P_L}{\sqrt{P_L^2 + Q_L^2}} = \frac{896}{\sqrt{896^2 + 1629^2}} = 0.482$

(5) 补偿前10kV母线总平均功率因数。

平均总有功功率  $P_{10av} = P_{2av} + P_{4av} + P_{Lav} + P_{Lav} = (3900 + 5461 + 600 + 896)\text{kW} = 10857\text{kW}$

平均总无功功率  $Q_{10av} = Q_{2av} + Q_{4av} + Q_{Lav} + Q_{Lav} = (3899 + 5073 + 612 + 1629)\text{kvar} = 11213\text{kvar}$

平均总视在功率  $S_{10av} = \sqrt{P_{10av}^2 + Q_{10av}^2} = \sqrt{10857^2 + 11213^2}\text{kVA} = 15608\text{kVA}$

平均总功率因数  $\cos\varphi_{10av} = P_{10av} / S_{10av} = 10857 / 15608 = 0.696$

(6) 所需要的无功补偿量。

要把10kV母线平均总功率因数提高到  $\cos\varphi'_{10av} = 0.92$ , 则容许的平均无功功率为

$Q'_{10av} = P_{10av} \times \tan[\arccos(\cos\varphi'_{10av})] = 10857 \times \tan(\arccos 0.92) = 4625\text{kvar}$

所需补偿的容性无功功率为

$Q_K = Q_{10av} - Q'_{10av} = 11213 - 4625 = 6588\text{kvar} = 6.6\text{Mvar}$

#### 6.1.3 总谐波电流计算

按二辊和四辊万能主传动正常轧制负载运行,辅助传动



平均负载运行来计算注入 10kV 母线的总谐波电流。

(1) 二辊和四辊万能主动动的谐波电流。2.1.1 节 [例 6.8-1] 中已计算出了二辊和四辊万能主动动总谐波电流有效值为

$$\begin{aligned}\sum I'_5 &= 57.18\text{A} \\ \sum I'_7 &= 37.25\text{A} \\ \sum I'_{11} &= 53.17\text{A} \\ \sum I'_{13} &= 41.03\text{A} \\ \sum I'_{17} &= 8.80\text{A} \\ \sum I'_{19} &= 5.90\text{A} \\ \sum I'_{23} &= 8.13\text{A} \\ \sum I'_{25} &= 5.98\text{A}\end{aligned}$$

(2) 辅助传动的谐波电流。辅助传动折合到 10kV 母线的基波电流有效值为

$$I_{A1} \approx \frac{S_{Aav}}{\sqrt{3} \times U_s} = \frac{857}{\sqrt{3} \times 10} \text{A} = 49.48\text{A}$$

按式 (6.8-14) 和表 6.8-6 辅助传动的各次谐波电流有效值分别为

$$\begin{aligned}I_{A5} &= 49.48 \times (1.0/5)\text{A} = 9.90\text{A} \\ I_{A7} &= 49.48 \times (1.0/7)\text{A} = 7.07\text{A} \\ I_{A11} &= 49.48 \times (0.75/11)\text{A} = 3.37\text{A} \\ I_{A13} &= 49.48 \times (0.70/13)\text{A} = 2.66\text{A} \\ I_{A17} &= 49.48 \times (0.50/17)\text{A} = 1.46\text{A} \\ I_{A19} &= 49.48 \times (0.40/19)\text{A} = 1.04\text{A} \\ I_{A23} &= 49.48 \times (0.25/23)\text{A} = 0.54\text{A} \\ I_{A25} &= 49.48 \times (0.20/25)\text{A} = 0.40\text{A}\end{aligned}$$

(3) 注入 10kV 母线的总谐波电流。按式 (6.8-8) 和表 6.8-3 将二辊和四辊万能主动动的总谐波电流与辅助传动的谐波电流合成, 注入 10kV 母线的各次总谐波电流有效值分别为

$$\begin{aligned}\sum I_5 &= \sqrt{57.18^2 + 9.90^2 + 1.28 \times 57.18 \times 9.90} \text{A} = 63.97\text{A} \\ \sum I_7 &= \sqrt{37.25^2 + 7.07^2 + 0.72 \times 37.25 \times 7.07} \text{A} = 40.34\text{A} \\ \sum I_{11} &= \sqrt{53.17^2 + 3.37^2 + 0.18 \times 53.17 \times 3.37} \text{A} = 53.58\text{A} \\ \sum I_{13} &= \sqrt{41.03^2 + 2.66^2 + 0.08 \times 41.03 \times 2.66} \text{A} = 41.22\text{A} \\ \sum I_{17} &= \sqrt{8.80^2 + 1.46^2} \text{A} = 8.92\text{A} \\ \sum I_{19} &= \sqrt{5.90^2 + 1.04^2} \text{A} = 5.99\text{A} \\ \sum I_{23} &= \sqrt{8.13^2 + 0.54^2} \text{A} = 8.15\text{A} \\ \sum I_{25} &= \sqrt{5.98^2 + 0.40^2} \text{A} = 5.99\text{A}\end{aligned}$$

#### 6.1.4 无滤波器时 10kV 母线的电压畸变率

计算 10kV 母线的电压畸变率时, 应按最小运行方式考虑, 则 10kV 母线的阻抗  $X_S$  ( $\Omega$ ) 为

$$X_S = U_s^2 / S_{Kmin} \quad (6.8-85)$$

式中:  $U_s$  为 10kV 母线电压有效值, kV;  $S_{Kmin}$  为最小运行方式时, 10kV 母线的短路容量, MVA。

可得:  $X_S = 10^2 / 277 = 0.361(\Omega)$

各次谐波电流造成的 10kV 母线电压畸变率  $HRU_5 \sim HRU_{25}$  分别为

$$\begin{aligned}HRU_5 &= \sqrt{3} \times \sum I_5 \times 5 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 63.97 \times 5 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 2.00\% \\ HRU_7 &= \sqrt{3} \times \sum I_7 \times 7 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 40.34 \times 7 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 1.77\%\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}HRU_{11} &= \sqrt{3} \times \sum I_{11} \times 11 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 53.58 \times 11 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 3.69\%\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}HRU_{13} &= \sqrt{3} \times \sum I_{13} \times 13 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 41.22 \times 13 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 3.35\%\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}HRU_{17} &= \sqrt{3} \times \sum I_{17} \times 17 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 8.92 \times 17 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 0.95\%\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}HRU_{19} &= \sqrt{3} \times \sum I_{19} \times 19 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 5.99 \times 19 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 0.71\%\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}HRU_{23} &= \sqrt{3} \times \sum I_{23} \times 23 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 8.15 \times 23 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 1.17\%\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}HRU_{25} &= \sqrt{3} \times \sum I_{25} \times 25 X_S / U_s \\ &= \sqrt{3} \times 5.99 \times 25 \times 0.361 / 10\,000 \\ &= 0.94\%\end{aligned}$$

10kV 母线总电压畸变率  $THD_u$  为

$$THD_u = \sqrt{2.00^2 + 1.77^2 + 3.69^2 + 3.35^2 + 0.95^2 + 0.71^2 + 1.17^2 + 0.94^2} \% = 5.97\%$$

由表 6.8-1 可知: 对于 10kV 系统, 允许的奇次谐波最大的电压畸变率为 3.2%, 总电压畸变率不得超过 4%, 现均超标, 因此需要加滤波器。

#### 6.1.5 滤波装置 (兼无功静补) 参数计算

考虑到 5、7、11、13 次谐波电流较大, 相应的电压畸变率也较大, 故设置四个滤波支路, 见图 6.8-14。其中 5、7、11 次滤波支路为单调谐滤波, 其调谐频率分别约为 250Hz、350Hz、550Hz, 13 次滤波支路为二阶高通滤波器, 其通频限约为 650Hz。各滤波支路均为星形连接。

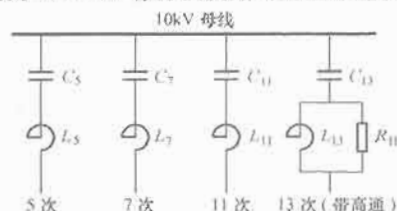


图 6.8-14 滤波器各滤波支路的配置

(1) 电容器参数计算。由 6.1.2 节可知, 要把平均功率因数提高到 0.92, 则需要的总静补量  $Q_K$  为 6.6Mvar。该总补偿量在各滤波支路间分配式为

$$Q_{Kh} = Q_K \frac{I_h/h}{\sum (I_h/h)} \quad (6.8-86)$$

式中:  $Q_{Kh}$  为  $h$  次支路分配的补偿量;  $Q_K$  为所需的总补偿量;  $I_h$  为  $h$  次总谐波电流;  $\sum (I_h/h)$  为各滤波支路  $I_h/h$  之和。

在本例中:

$$\begin{aligned}\sum (I_h/h) &= \sum I_5/5 + \sum I_7/7 + \sum I_{11}/11 + \sum I_{13}/13 \\ &= 63.97/5 + 40.34/7 + 53.58/11 + 41.22/13 \\ &= 26.60\text{A}\end{aligned}$$

由式 (6.8-86) 算出各滤波支路分配的补偿量为

$$Q_{K5} = 6.6 \times (63.97/5) / 26.60 = 3.17\text{Mvar}$$

$$Q_{K7} = 6.6 \times (40.34/7) / 26.60 = 1.43\text{Mvar}$$

$$Q_{K11} = 6.6 \times (53.58/11)/26.60 = 1.21 \text{ Mvar}$$

$$Q_{K13} = 6.6 \times (41.22/13)/26.60 = 0.79 \text{ Mvar}$$

各滤波支路每相滤波电容器应有的基波容抗  $X_{Ch}$  计算式为

$$X_{Ch} = \frac{h^2}{h^2 - 1} \frac{U_C^2}{Q_{Kh}} \quad (6.8-87)$$

由式 (6.8-87) 可得

$$X_{C5} = [5^2/(5^2 - 1)] \times (10^2/3.17) \Omega = 32.86 \Omega$$

$$X_{C7} = [7^2/(7^2 - 1)] \times (10^2/1.43) \Omega = 71.39 \Omega$$

$$X_{C11} = [11^2/(11^2 - 1)] \times (10^2/1.21) \Omega = 81.33 \Omega$$

$$X_{C13} = [13^2/(13^2 - 1)] \times (10^2/0.79) \Omega = 127.34 \Omega$$

初选 7kV、200kvar 滤波电力电容器为基本单元, 每个电容器的额定电流为  $I_{CN} = 200/7 = 28.57 \text{ A}$ , 基波容抗  $X_C = 7000^2/(200 \times 1000) = 245 \Omega$ , 电容量为  $C = 10^6/(100\pi \times 245) = 13 \mu\text{F}$ , 则各滤波支路每相所需并联的电容器数及并联后相应的基波容抗分别为

$$5 \text{ 次: } X_C/X_{C5} = 245/32.86 = 7.5$$

取 8, 则

$$X'_{C5} = 245/8 = 30.625 \Omega$$

$$7 \text{ 次: } X_C/X_{C7} = 245/71.39 = 3.4$$

取 3, 则

$$X'_{C7} = (245/3) \Omega = 81.667 \Omega$$

$$11 \text{ 次: } X_C/X_{C11} = 245/81.33 = 3.0$$

取 4, 则

$$X'_{C11} = (245/4) \Omega = 61.25 \Omega$$

$$13 \text{ 次: } X_C/X_{C13} = 245/127.34 = 1.9$$

取 2, 则

$$X'_{C13} = (245/2) \Omega = 122.5 \Omega$$

滤波器电容器的总安装容量为

$$\Sigma Q_C = 3 \times (8 + 3 + 4 + 2) \times 0.2 = 10.2 \text{ Mvar}$$

各滤波支路实际的无功功率补偿量按下式计算

$$Q'_{Kh} = \frac{h^2}{h^2 - 1} \frac{U_C^2}{X'_{Ch}} \quad (6.8-88)$$

由式 (6.8-86) 计算出各滤波支路实际的无功功率补偿量, 分别为

$$Q'_{K5} = [5^2/(5^2 - 1)] \times (10^2/30.625) = 3.40 \text{ Mvar}$$

$$Q'_{K7} = [7^2/(7^2 - 1)] \times (10^2/81.667) = 1.25 \text{ Mvar}$$

$$Q'_{K11} = [11^2/(11^2 - 1)] \times (10^2/61.25) = 1.65 \text{ Mvar}$$

$$Q'_{K13} = [13^2/(13^2 - 1)] \times (10^2/122.5) = 0.82 \text{ Mvar}$$

实际的总无功功率补偿量为

$$\Sigma Q'_K = 3.40 + 1.25 + 1.65 + 0.82 = 7.12 \text{ Mvar}$$

加滤波器后, 对 10kV 母线而言, 实际的平均功率因数为

$$\begin{aligned} \lambda'_{10\text{av}} &= P_{10\text{av}} / \sqrt{P_{10\text{av}}^2 + (Q_{10\text{av}} - \Sigma Q'_K)^2} \\ &= 10857 / \sqrt{10857^2 + (11213 - 7120)^2} \\ &= 0.936 \end{aligned}$$

(2) 电抗器参数计算。各滤波支路每相电抗器的基波感抗  $X_{Lh}$  及电感  $L_h$  计算式为

$$X_{Lh} = 1.05 X_{Ch}/h^2 \quad (6.8-89)$$

$$L_h = 10 X_{Lh}/\pi \quad (6.8-90)$$

由式 (6.8-89) 和式 (6.8-90) 可得

$$5 \text{ 次: } X_{L5} = (1.05 \times 30.625/5^2) \Omega = 1.29 \Omega$$

$$L_5 = (10 \times 1.29/\pi) \text{ mH} = 4.09 \text{ mH}$$

$$7 \text{ 次: } X_{L7} = (1.05 \times 81.667/7^2) \Omega = 1.75 \Omega$$

$$L_7 = (10 \times 1.75/\pi) \text{ mH} = 5.57 \text{ mH}$$

$$11 \text{ 次: } X_{L11} = (1.05 \times 61.25/11^2) \Omega = 0.53 \Omega$$

$$L_{11} = (10 \times 0.53/\pi) \text{ mH} = 1.69 \text{ mH}$$

$$13 \text{ 次: } X_{L13} = (1.05 \times 122.5/13^2) \Omega = 0.76 \Omega$$

$$L_{13} = (10 \times 0.76/\pi) \text{ mH} = 2.42 \text{ mH}$$

(3) 各滤波支路的回路电阻及高通电阻参数计算。

考虑各滤波支路的质量系数为 40, 则各滤波支路的回路电阻应为

$$r_5 = X_{L5}/40 = (1.29/40) \Omega = 0.0323 \Omega$$

$$r_7 = X_{L7}/40 = (1.75/40) \Omega = 0.0438 \Omega$$

$$r_{11} = X_{L11}/40 = (0.53/40) \Omega = 0.0133 \Omega$$

$$r_{13} = X_{L13}/40 = (0.76/40) \Omega = 0.0190 \Omega$$

13 次滤波支路高通电阻的阻值按式 (6.8-63) 计算为

$$\begin{aligned} R_{13H} &= k_R \times \sqrt{L_{13}/C_{13}} \\ &= 10 \times \sqrt{2.42 \times 10^{-3}/(2 \times 13 \times 10^{-6})} \Omega \\ &= 96.5 \Omega \end{aligned}$$

### 6.1.6 有滤波器后 10kV 母线的电压畸变率

考虑谐波源是电流源, 对谐波而言 10kV 母线系统的等效电路见图 6.8-15。

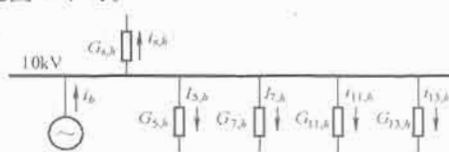


图 6.8-15 10kV 母线系统对谐波而言的等效电路

$i_h$ —谐波源的  $h$  次谐波电流;

$i_{5h}, i_{7h} \sim i_{13h}$ —流入电网和 5~13 次滤波支路的  $h$  次谐波电流;

$G_{sh}, G_{5h} \sim G_{13h}$ —电网和 5~13 次滤波支路对  $h$  次谐波的导纳

(1) 流入电网和各滤波支路谐波电流。由图 6.8-15 所示的等效电路, 按照前面计算出的各滤波支路的参数, 计算出对  $h$  次谐波而言的, 电网和 5~13 次滤波支路的导纳  $G_{sh}, G_{5h} \sim G_{13h}$  和总导纳  $\Sigma G_h$ 。

根据前面计算出的谐波源的  $h$  次谐波电流有效值  $I_h$ , 流入电网和 5~13 次滤波支路的  $h$  次谐波电流有效值计算式为

$$\begin{cases} I_{sh} = I_h \times \text{Mod}(G_{sh}) / [\text{Mod}(\Sigma G_h)] \\ I_{5h} = I_h \times \text{Mod}(G_{5h}) / [\text{Mod}(\Sigma G_h)] \\ I_{7h} = I_h \times \text{Mod}(G_{7h}) / [\text{Mod}(\Sigma G_h)] \\ I_{11h} = I_h \times \text{Mod}(G_{11h}) / [\text{Mod}(\Sigma G_h)] \\ I_{13h} = I_h \times \text{Mod}(G_{13h}) / [\text{Mod}(\Sigma G_h)] \end{cases} \quad (6.8-91)$$

式中:  $I_{sh}, I_{5h} \sim I_{13h}$  为流入电网和 5~13 次滤波支路的  $h$  次谐波电流有效值;  $I_h$  为谐波源  $h$  次谐波电流有效值;  $\text{Mod}(G_{sh}), \text{Mod}(G_{5h}) \sim \text{Mod}(G_{13h})$  为对  $h$  次谐波而言的电网和 5~13 次滤波支路的导纳之模;  $\text{Mod}(\Sigma G_h)$  为对  $h$  次谐波而言的总导纳之模。

导纳及流入各支路的谐波电流的计算过程及结果可见表 6.8-12。

(2) 10kV 母线电压畸变率。流入 10kV 母线的  $h$  次谐波电流造成的压降计算式为

$$\Delta U_{sh} = I_h / [\text{Mod}(\Sigma G_h)] \quad (6.8-92)$$

10kV 母线各次谐波电压畸变率为

$$HRU_h = \sqrt{3} \Delta U_{sh} / U_s \quad (6.8-93)$$

按式 (6.8-91)~式 (6.8-93) 计算可得 10kV 母线 5~25 次谐波电压畸变率分别为 (计算过程及结果可见表 6.8-12)

$$HRU_5 = 0.32\%$$

$$HRU_7 = 0.34\%$$

$$HRU_{11} = 0.25\%$$

$$HRU_{13} = 0.51\%$$

$$HRU_{17}=0.26\%$$

$$HRU_{19}=0.21\%$$

$$HRU_{23}=0.38\%$$

$$HRU_{25}=0.25\%$$

10kV 母线总电压畸变率为

$$THD_u = \sqrt{0.32^2 + 0.34^2 + 0.25^2 + 0.51^2 + 0.26^2 + 0.21^2 + 0.38^2 + 0.25^2} = 0.92\%$$

加滤波器后, 10kV 母线各次谐波电压畸变率及总电压畸变率均大大低于国标规定的允许值, 滤波器的效果是明显的。

表 6.8-12

有静补时的电压畸变率及滤波器参数计算

谐波次数 $h$	5	7	11	13	17	19	23	25
电网电压 $U_S$ (kV)	10	10	10	10	10	10	10	10
电网的短路容量 $S_{Kmin}$ (MVA)	277	277	277	277	277	277	277	277
电网的基波阻抗 $Z_S \approx U_S^2 / S_{Kmin}$ ( $\Omega$ )	0.361 0	0.361 0	0.361 0	0.361 0	0.361 0	0.361 0	0.361 0	0.361 0
电网的等效导纳 $G \approx 1 / (h Z_S) \approx S / (h U_S^2)$ ( $j/\Omega$ )	-0.554 0	-0.395 7	-0.251 8	-0.213 1	-0.162 9	-0.145 8	-0.120 1	-0.110 8
5 次支路基波容抗 $X_{C5}$ ( $\Omega$ )	30.625 0	30.625 0	30.625 0	30.625 0	30.625 0	30.625 0	30.625 0	30.625 0
5 次支路基波感抗 $X_{L5}$ ( $\Omega$ )	1.286 3	1.286 3	1.286 3	1.286 3	1.286 3	1.286 3	1.286 3	1.286 3
5 次支路电阻 $r_5 = X_{L5} / 40$ ( $\Omega$ )	0.032 2	0.032 2	0.032 2	0.032 2	0.032 2	0.032 2	0.032 2	0.032 2
5 次支路等效导纳实部 $\text{Re}(G_{5,h}) = r_5 / (r_5^2 + [hX_{L5} - (X_{C5}/h)]^2)$ ( $1/\Omega$ )	0.338 6	0.001 5	0.000 2	0.000 2	0.000 1	0.000 1	0.000 0	0.000 0
5 次支路等效导纳虚部 $\text{Im}(G_{5,h}) = -[hX_{L5} - (X_{C5}/h)] / (r_5^2 + [hX_{L5} - (X_{C5}/h)]^2)$ ( $j/\Omega$ )	-3.227 1	-0.216 0	-0.088 0	-0.069 6	-0.049 8	-0.043 8	-0.035 4	-0.032 3
5 次支路等效导纳的模 $\text{Mod}(G_{5,h}) = [\text{Re}(G_{5,h})^2 + \text{Im}(G_{5,h})^2]^{0.5}$ ( $1/\Omega$ )	3.244 8	0.216 0	0.088 0	0.069 6	0.049 8	0.043 8	0.035 4	0.032 3
7 次支路基波容抗 $X_{C7}$ ( $\Omega$ )	81.666 7	81.666 7	81.666 7	81.666 7	81.666 7	81.666 7	81.666 7	81.666 7
7 次支路基波感抗 $X_{L7}$ ( $\Omega$ )	1.750 0	1.750 0	1.750 0	1.750 0	1.750 0	1.750 0	1.750 0	1.750 0
7 次支路电阻 $r_7 = X_{L7} / 40$ ( $\Omega$ )	0.043 8	0.043 8	0.043 8	0.043 8	0.043 8	0.043 8	0.043 8	0.043 8
7 次支路等效导纳实部 $\text{Re}(G_{7,h}) = r_7 / (r_7^2 + [hX_{L7} - (X_{C7}/h)]^2)$ ( $1/\Omega$ )	0.000 8	0.127 9	0.000 3	0.000 2	0.000 1	0.000 1	0.000 0	0.000 0
7 次支路等效导纳虚部 $\text{Im}(G_{7,h}) = -[hX_{L7} - (X_{C7}/h)] / (r_7^2 + [hX_{L7} - (X_{C7}/h)]^2)$ ( $j/\Omega$ )	0.131 9	-1.704 7	-0.084 6	-0.060 7	-0.040 1	-0.034 5	-0.027 2	-0.024 7
7 次支路等效导纳的模 $\text{Mod}(G_{7,h}) = [\text{Re}(G_{7,h})^2 + \text{Im}(G_{7,h})^2]^{0.5}$ ( $1/\Omega$ )	0.131 9	1.709 5	0.084 6	0.060 7	0.040 1	0.034 5	0.027 2	0.024 7
11 次支路基波容抗 $X_{C11}$ ( $\Omega$ )	61.25	61.25	61.25	61.25	61.25	61.25	61.25	61.25
11 次支路基波感抗 $X_{L11}$ ( $\Omega$ )	0.531 5	0.531 5	0.531 5	0.531 5	0.531 5	0.531 5	0.531 5	0.531 5
11 次支路电阻 $r_{11} = X_{L11} / 40$ ( $\Omega$ )	0.013 3	0.013 3	0.013 3	0.013 3	0.013 3	0.013 3	0.013 3	0.013 3
11 次支路等效导纳实部 $\text{Re}(G_{11,h}) = r_{11} / (r_{11}^2 + [hX_{L11} - (X_{C11}/h)]^2)$ ( $1/\Omega$ )	0.000 1	0.000 5	0.171 1	0.002 8	0.000 5	0.000 3	0.000 1	0.000 1
11 次支路等效导纳虚部 $\text{Im}(G_{11,h}) = -[hX_{L11} - (X_{C11}/h)] / (r_{11}^2 + [hX_{L11} - (X_{C11}/h)]^2)$ ( $j/\Omega$ )	0.104 2	0.198 8	-3.584 8	-0.455 0	-0.184 1	-0.145 5	-0.104 6	-0.092 3
11 次支路等效导纳的模 $\text{Mod}(G_{11,h}) = [\text{Re}(G_{11,h})^2 + \text{Im}(G_{11,h})^2]^{0.5}$ ( $1/\Omega$ )	0.104 2	0.198 8	3.588 9	0.455 0	0.184 1	0.145 5	0.104 6	0.092 3
13 次支路基波容抗 $X_{C13}$ ( $\Omega$ )	122.5	122.5	122.5	122.5	122.5	122.5	122.5	122.5
13 次支路基波感抗 $X_{L13}$ ( $\Omega$ )	0.761 1	0.761 1	0.761 1	0.761 1	0.761 1	0.761 1	0.761 1	0.761 1
13 次支路电阻 $r_{13} = X_{L13} / 40$ ( $\Omega$ )	0.019 0	0.019 0	0.019 0	0.019 0	0.019 0	0.019 0	0.019 0	0.019 0
13 次支路高通电阻 $R_H$ ( $\Omega$ )	96.529 3	96.529 3	96.529 3	96.529 3	96.529 3	96.529 3	96.529 3	96.529 3
13 次支路等效阻抗实部 $\text{Re}(Z_{13,h}) = R_H[r_{13}(r_{13} + R_H) + (hX_{L13})^2] / [(r_{13} + R_H)^2 + (hX_{L13})^2]$ ( $\Omega$ )	0.168 7	0.312 0	0.739 3	1.022 1	1.721 7	2.136 6	3.090 7	3.627 3
13 次支路等效阻抗虚部 $\text{Im}(Z_{13,h}) = (R_H^2 hX_{L13} / [(r_{13} + R_H)^2 + (hX_{L13})^2]) - (X_{C13}/h)$ ( $j/\Omega$ )	-20.701 9	-12.190 6	-2.830 0	0.364 5	5.499 5	7.690 7	9.615 4	13.408 9
13 次支路等效导纳实部 $\text{Re}(G_{13,h}) = \text{Re}(Z_{13,h}) / [\text{Re}(Z_{13,h})^2 + \text{Im}(Z_{13,h})^2]$ ( $1/\Omega$ )	0.000 4	0.002 1	0.086 4	0.868 0	0.051 8	0.033 5	0.021 4	0.018 8

续表

谐波次数 $h$	5	7	11	13	17	19	23	25
13次支路等效导纳虚部 $\text{Im}(G_{13,h}) = -\text{Im}(Z_{13,h}) / [\text{Re}(Z_{13,h})^2 + \text{Im}(Z_{13,h})^2]$ (j/ $\Omega$ )	0.048 3	0.082 0	0.330 8	-0.309 6	-0.165 6	-0.120 7	-0.080 4	-0.069 5
13次支路等效导纳的模 $\text{Mod}(G_{13,h}) = [\text{Re}(G_{13,h})^2 + \text{Im}(G_{13,h})^2]^{0.5}$ (1/ $\Omega$ )	0.048 3	0.082 0	0.341 9	0.921 6	0.173 5	0.125 3	0.083 2	0.072 0
总导纳实部 $\text{Re}(\sum G_h) = \text{Re}(G_{5,h} + G_{7,h} + G_{11,h} + G_{13,h})$ (1/ $\Omega$ )	0.339 9	0.132	0.258 1	0.871 1	0.052 4	0.033 9	0.021 6	0.019 0
总导纳虚部 $\text{Im}(\sum G_h) = \text{Im}(G_{5,h} + G_{7,h} + G_{11,h} + G_{13,h})$ (j/ $\Omega$ )	-3.496 7	-2.035 6	-3.678 4	-1.107 9	-0.602 5	-0.490 3	-0.368 1	-0.329 6
总导纳的模 $\text{Mod}(\sum G_h) = [\text{Re}(\sum G_h)^2 + \text{Im}(\sum G_h)^2]^{0.5}$ (1/ $\Omega$ )	3.512 3	2.039 9	3.687 5	1.409 4	0.604 8	0.491 5	0.368 7	0.330 1
谐波源的合成谐波电流 $\sum I_h$ (A)	63.97	40.34	53.58	41.22	8.92	5.99	8.15	4.74
有滤波器 10kV 母线各次谐波电压畸变率 $\text{HRU}_h = 3^{0.5} [\sum I_h / \text{Mod}(\sum G_{n,h})] / U_s$ (%)	0.32	0.34	0.25	0.51	0.26	0.21	0.38	0.25
国标允许的各次谐波电压畸变率 (%)	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20
有滤波器 10kV 母线总谐波电压畸变率 $\text{THD}_u = [\sum (\text{HRU}_h)^2]^{0.5}$ (%)	0.92							
国标允许的总谐波电压畸变率 (%)	4.00							

### 6.1.7 滤波电容器电流和电压验算

滤波电容器不仅流过基波电流还流过谐波电流, 不仅承受基波电压还承受谐波电压。按照国家标准 GB/T 11024.1—2001 (附录 B) 中规定, 电力滤波电容器额定电流的定义是: 基波和谐波频率下额定电流二次方之和的平方根; 额定电压的定义是: 基波电压方均根值和谐波引起的电压方均根值的算术和。所以要按照上述标准中的定义来核算所选择的滤波电容器的额定电压和额定电流是否足够, 是否能够保证在有谐波的情况下安全可靠地运行。

#### (1) 电容器电流验算。

各滤波支路的基波电流有效值  $I_{n,1}$  计算式为

$$I_{n,1} = \frac{U_s}{\sqrt{3}(X_{Cn} - X_{Ln})} \quad (6.8-94)$$

各滤波支路的谐波电流有效值  $I_{n,h}$  计算式为

$$I_{n,h} = \sum I_h \text{Mod}(G_{n,h}) / [\text{Mod}(\sum G_{n,h})] \quad (6.8-95)$$

各滤波支路的总等效电流  $I_{n,Eq}$  计算式为

$$I_{n,Eq} = \sqrt{I_{n,1}^2 + \sum I_{n,h}^2} \quad (6.8-96)$$

按式(6.8-94)~式(6.8-96)计算, 可得 5~13 次滤波支路的总等效电流和 5~13 次滤波支路的电容器总额定电流分别为 (计算过程及结果可见表 6.8-14)

$$\begin{cases} I_{5,Eq} = 205.53\text{A} \\ I_{7,Eq} = 79.83\text{A} \\ I_{11,Eq} = 109.43\text{A} \\ I_{13,Eq} = 54.93\text{A} \end{cases} \quad \begin{cases} I_{5,CN} = 8 \times 28.57 = 228.56\text{A} > I_{5,Eq} = 205.53\text{A} \\ I_{7,CN} = 3 \times 28.57 = 85.71\text{A} > I_{7,Eq} = 79.83\text{A} \\ I_{11,CN} = 4 \times 28.57 = 114.28\text{A} > I_{11,Eq} = 109.43\text{A} \\ I_{13,CN} = 2 \times 28.57 = 57.14\text{A} > I_{13,Eq} = 54.93\text{A} \end{cases}$$

以上计算所得各滤波支路电容器的总额定电流均大于该支路流过电容器的总等效电流, 电容器电流验算通过。

按照国标 GB/T 11024.1—2001 和行标 JB/T 7111—1993 的规定, 标称电压 1kV 以上交流电力系统用并联电容器应允许在 1.3 倍额定电容器额定电流下连续运行。有些设计者为了减少投资, 在做电容器电流验算时, 把这一因素也考虑进去了, 即在电流验算时, 如果计算出的某滤波支路流

过电容器的总等效电流虽然大于该滤波支路电容器的总额定电流, 但只要不大于电容器的总额定电流的 1.3 倍, 电容器电流验算也算通过。这样做是不妥的, 可能会降低电容器运行的可靠性。由于对谐波电流的计算不可能十分准确, 实际运行时的谐波电流经常会比计算值大, 1.3 倍的电流裕度就是为此准备的。所以在做电容器电流验算时, 不应该把 1.3 倍的裕度也考虑进去。

#### (2) 电容器电压验算。

各滤波支路电容器的基波电压有效值  $U_{n,C1}$  计算式为

$$U_{n,C1} = I_{n,1} X_{Cn} \quad (6.8-97)$$

各滤波支路电容器的谐波电压有效值  $U_{n,C,h}$  计算式为

$$U_{n,C,h} = I_{n,h} X_{Cn} / h \quad (6.8-98)$$

各滤波支路电容器的总电压  $U_{n,C\Sigma}$  计算式为

$$U_{n,C\Sigma} = U_{n,C1} + \sum U_{n,C,h} \quad (6.8-99)$$

按式(6.8-97)~式(6.8-99)计算, 可得 5~13 次滤波支路电容器的总电压分别为 (计算过程及结果可见表 6.8-13)

$$\begin{aligned} U_{5,C\Sigma} &= U_{5,C1} + \sum U_{5,C,h} = 6419.4\text{V} \\ U_{7,C\Sigma} &= U_{7,C1} + \sum U_{7,C,h} = 6361.8\text{V} \\ U_{11,C\Sigma} &= U_{11,C1} + \sum U_{11,C,h} = 6259.7\text{V} \\ U_{13,C\Sigma} &= U_{13,C1} + \sum U_{13,C,h} = 6212.0\text{V} \end{aligned}$$

以上计算所得各滤波支路电容器的总电压均小于所选电容器的额定电压 7000V, 电容器电压验算也通过。

按照国标 GB/T 11024.1—2001 和行标 JB/T 7111—1993 的规定, 标称电压 1kV 以上交流电力系统用并联电容器允许在 1.1 倍额定电容器额定电压下长期运行。但是由于电网电压有波动以及谐波电压计算不可能十分准确的原因, 在做电容器电压验算时, 也不应该考虑这个裕量。

### 6.1.8 滤波电抗器选择

各支路滤波电抗器的额定电流  $I_{LN}$  可按各支路的总等效电流  $I_{Eq}$  考虑, 即

$$I_{5,LN} \geq I_{5,Eq} = 205.53\text{A}, \text{取 } I_{5,LN} = 206\text{A};$$

$$I_{7,LN} \geq I_{7,Eq} = 79.83\text{A}, \text{取 } I_{7,LN} = 80\text{A};$$

$$I_{11,LN} \geq I_{11,Eq} = 109.43\text{A}, \text{取 } I_{11,LN} = 110\text{A};$$

$$I_{13,LN} \geq I_{13,Eq} = 54.93\text{A}, \text{取 } I_{13,LN} = 55\text{A}.$$



为了与滤波电容器的过载能力相配合,滤波电抗器也应有1.3倍额定电流连续和1.1倍额定电压长期的过载能力。

通常滤波电抗器本身承受的电压并不高(见表6.8-13)但其对地电压较高,在选择和设计电抗器时应注意这一点。滤波电抗器通常是空心式的,其绕组为铜线或铝线,在我国大多用铝线。由于滤波电容的容量会有误差,滤波电抗器设计的电感量与实际的电感量也会有偏差,因此滤波电抗器都要求有微调电感值的手段以便在现场准确调谐。电感微调量通常为 $\pm 5\% \sim \pm 7\%$ 。

为了防止滤波电抗器之间互相耦合的影响,在电抗器安装时应使各电抗器之间和铁磁介质间保持足够的距离,例如:要求各电抗器之间的间距(中心距)要大于1.7D(D是电抗器外径),电抗器与周围的金属板之间的距离要大于1.1D等。

### 6.1.9 高通电阻的容量

流过高通电阻的基波电流  $I_{RH,1}$  计算式为

$$I_{RH,1} = \frac{I_{L3,1} X_{L13}}{\sqrt{R_H^2 + X_{L13}^2}} \quad (6.8-100)$$

流过高通电阻的谐波电流  $I_{RH,h}$  计算式为

$$I_{RH,h} = \frac{I_{L3,h} h X_{L13}}{\sqrt{R_H^2 + (h X_{L13})^2}} \quad (6.8-101)$$

高通电阻  $R_H$  的功率损耗  $P_{RH}$  计算式为

$$P_{RH} = [I_{RH,1}^2 + \sum (I_{RH,h})^2] R_H \quad (6.8-102)$$

按式(6.8-100)~式(6.8-102)计算,可得高通电阻  $R_H$  的功率损耗  $P_{RH}$  为(计算过程及结果可见表6.8-13)

$$P_{RH} = 96.5 \times (0.37^2 + 0.04^2 + 0.09^2 + 0.43^2 + 2.75^2 + 0.34^2 + 0.23^2 + 0.33^2 + 0.20^2) W = 792 W$$

考虑到通常电阻在其额定容量下工作时温升较高,在选择高通电阻的容量时应留有足够的裕量,故取高通电阻的额定容量为1.5kW。

表 6.8-13

电容器、电抗器、高通电阻电流和电压计算

谐波次数 $h$		3	5	7	11	13	17	19	23	25
电容器额定电压 $U_{CN}$	(V)	7000								
5次支路电容器总额定电流 $I_{5,CN}$	(A)	228.57								
7次支路电容器总额定电流 $I_{7,CN}$	(A)	85.71								
11次支路电容器总额定电流 $I_{11,CN}$	(A)	114.29								
13次支路电容器总额定电流 $I_{13,CN}$	(A)	57.14								
5次支路的基波电流 $I_{5,1} = U_S / [3^{0.5} (X_{C5} - X_{L5})]$	(A)	196.79								
5次支路的谐波电流 $I_{5,h} = \sum I_h \text{Mod}(G_{5,h}) / [\text{Mod}(\sum G_{5,h})]$	(A)		59.08	4.27	1.28	2.04	0.74	0.53	0.78	0.46
5次支路的总等效电流 $I_{5,Eq} = [I_{5,1}^2 + \sum (I_{5,h})^2]^{0.5}$	(A)	205.53								
5次支路电容器过流系数 $F_{5,1} = I_{5,Eq} / I_{5,CN}$	(%)	89.9								
7次支路的基波电流 $I_{7,1} = U_S / [3^{0.5} (X_{C7} - X_{L7})]$	(A)	72.24								
7次支路的谐波电流 $I_{7,h} = \sum I_h \text{Mod}(G_{7,h}) / [\text{Mod}(\sum G_{7,h})]$	(A)		2.40	33.81	1.23	1.78	0.59	0.42	0.60	0.35
7次支路的总等效电流 $I_{7,Eq} = [I_{7,1}^2 + \sum (I_{7,h})^2]^{0.5}$	(A)	79.83								
7次支路电容器过流系数 $F_{7,1} = I_{7,Eq} / I_{7,CN}$	(%)	93.1								
11次支路的基波电流 $I_{11,1} = U_S / [3^{0.5} (X_{C11} - X_{L11})]$	(A)	95.09								
11次支路的谐波电流 $I_{11,h} = \sum I_h \text{Mod}(G_{11,h}) / [\text{Mod}(\sum G_{11,h})]$	(A)		1.90	3.90	52.15	13.31	2.71	1.77	2.31	1.32
11次支路的总等效电流 $I_{11,Eq} = [I_{11,1}^2 + \sum (I_{11,h})^2]^{0.5}$	(A)	109.43								
11次支路电容器过流系数 $F_{11,1} = I_{11,Eq} / I_{11,CN}$	(%)	95.8								
13次支路的基波电流 $I_{13,1} = U_S / [3^{0.5} (X_{C13} - X_{L13})]$	(A)	47.43								
13次支路的谐波电流 $I_{13,h} = \sum I_h \text{Mod}(G_{13,h}) / [\text{Mod}(\sum G_{13,h})]$	(A)		0.88	1.62	4.97	26.95	2.56	1.53	1.84	1.03
13次支路电容器的总等效电流 $I_{13,Eq} = [I_{13,1}^2 + \sum (I_{13,h})^2]^{0.5}$	(A)	54.93								
13次支路电容器过流系数 $F_{13,1} = I_{13,Eq} / I_{13,CN}$	(%)	99.1								
5次支路电容器的基波电压 $U_{5,C1} = I_{5,1} X_{C5}$	(V)	6026.63								
5次支路电容器的谐波电压 $U_{5,C,h} = I_{5,h} X_{C5} / h$	(V)		361.89	18.69	3.56	4.80	1.32	0.86	1.04	0.57
5次支路电容器的总等效电压 $U_{5,CEq} = U_{5,C1} + \sum U_{5,C,h}$	(V)	6419.36								
5次支路电容器过压系数 $F_{5,u} = U_{5,CEq} / U_{CN}$	(%)	91.7								
7次支路电容器的基波电压 $U_{7,C1} = I_{7,1} X_{C7}$	(V)	5899.93								
7次支路电容器的谐波电压 $U_{7,C,h} = I_{7,h} X_{C7} / h$	(V)		39.22	394.40	9.12	11.16	2.84	1.81	2.14	1.16
7次支路电容器的总等效电压 $U_{7,CEq} = U_{7,C1} + \sum U_{7,C,h}$	(V)	6361.78								
7次支路电容器过压系数 $F_{7,u} = U_{7,CEq} / U_{CN}$	(%)	90.9								
11次支路电容器的基波电压 $U_{11,C1} = I_{11,1} X_{C11}$	(V)	5824.04								
11次支路电容器的谐波电压 $U_{11,C,h} = I_{11,h} X_{C11} / h$	(V)		23.25	34.40	290.37	62.69	9.78	5.72	6.16	3.25

续表

谐波次数 $h$		3	5	7	11	13	17	19	23	25
11次支路电容器的总等效电压 $U_{11,CEq} = U_{11,C1} + \sum U_{11,Ck}$	(V)	6259.66								
11次支路电容器过压系数 $F_{11,u} = U_{11,CEq}/U_{CN}$	(%)	89.4								
13次支路电容器的基波电压 $U_{13,C1} = I_{13,1} X_{C13}$	(V)	5809.60								
13次支路电容器的谐波电压 $U_{13,Ck} = I_{13,h} X_{C13}/h$	(V)		21.55	28.38	55.32	253.98	18.44	9.84	9.80	5.06
13次支路电容器的总等效电压 $U_{13,CEq} = U_{13,C1} + \sum U_{13,Ck}$	(V)	6211.97								
13次支路电容器过压系数 $F_{13,u} = U_{13,CEq}/U_{CN}$	(%)	88.7								
5次支路电抗器的基波电压 $U_{5,L1} = I_{5,1} X_{L5}$	(V)	256.99								
5次支路电抗器的谐波电压 $U_{5,Lh} = h I_{5,h} X_{L5}$	(V)		379.97	38.45	18.11	34.11	16.18	12.95	23.08	14.79
5次支路电抗器的总等效电压 $U_{5,LEq} = U_{5,L1} + \sum U_{5,Lh}$	(V)	794.63								
7次支路电抗器的基波电压 $U_{7,L1} = I_{7,1} X_{L7}$	(V)	126.42								
7次支路电抗器的谐波电压 $U_{7,Lh} = h I_{7,h} X_{L7}$	(V)		21.00	414.17	23.68	40.50	17.55	13.97	24.15	15.31
7次支路电抗器的总等效电压 $U_{7,LEq} = U_{7,L1} + \sum U_{7,Lh}$	(V)	696.75								
11次支路电抗器的基波电压 $U_{11,L1} = I_{11,1} X_{L11}$	(V)	50.54								
11次支路电抗器的谐波电压 $U_{11,Lh} = h I_{11,h} X_{L11}$	(V)		5.05	14.51	304.89	91.97	24.49	17.89	28.24	17.54
11次支路电抗器的总等效电压 $U_{11,LEq} = U_{11,L1} + \sum U_{11,Lh}$	(V)	555.10								
13次支路电抗器的基波电压 $U_{13,L1} = I_{13,1} X_{L13}$	(V)	36.33								
13次支路电抗器的谐波电压 $U_{13,Lh} = h I_{13,h} X_{L13}$	(V)		3.35	8.63	41.61	296.33	33.12	22.13	32.21	19.60
13次支路电抗器的总等效电压 $U_{13,LEq} = U_{13,L1} + \sum U_{13,Lh}$	(V)	493.31								
流过高通电阻的基波电流 $I_{RH,1} = I_{13,1} X_{L13} / (R_H^2 + X_{L13}^2)^{0.5}$	(A)	0.37								
流过高通电阻的谐波电流 $I_{RH,h} = I_{13,h} h X_{L13} / [R_H^2 + (h X_{L13})^2]^{0.5}$	(A)		0.04	0.09	0.43	2.75	0.34	0.23	0.33	0.20
高通电阻的功率损耗 $P_{RH} = [I_{RH,1}^2 + \sum (I_{RH,h})^2] R_H$	(W)	792								

### 6.1.10 滤波器主要器件参数及数量

5次滤波支路:

电容器 200kvar、7kV、24台。

电抗器 4.09mH、206A、3台。

7次滤波支路:

电容器 200kvar、7kV、9台。

电抗器 5.57mH、80A、3台。

11次滤波支路:

电容器 200kvar、7kV、12台。

电抗器 1.69mH、110A、3台。

13次滤波支路(带高通):

电容器 200kvar、7kV、6台。

电抗器 2.42mH、55A、3台。

高通电阻 96.5Ω、1.5kW、3台。

### 6.2 TCR 动补装置

某中厚扁钢主轧线由粗轧机架和精轧机架及立辊机架等构成。粗轧机及精轧机主传动为同步电动机,由交—交变频器供电。粗轧及精轧立辊主传动为直流电动机,由晶闸管整流器供电。电网供电单线图见图 6.8-16。

主要用电设备技术数据如下:

粗轧主传动电动机:4200kW、1650V、1566A 同步电动机。

粗轧主传动主变压器:7600kVA、10kV/1150V 三裂解。

精轧主传动电动机:3000kW、1650V、1091A 同步电动机。

精轧主传动主变压器:5400kVA、10kV/1130V 三裂解。

粗轧立辊主传动电动机:600kW、660V、910A 直流电动机。

精轧立辊主传动电动机:450kW、660V、681A 直流电

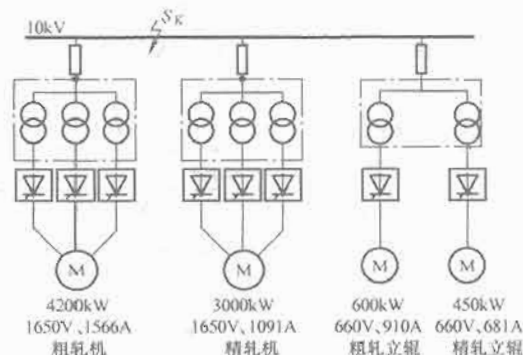


图 6.8-16 中厚扁钢主轧线供电单线图

动机。

粗轧和精轧立辊共用主变压器:1600kVA/900kVA、700kVA、10kV/660V、660V 二裂解。

压下及推床等辅助传动电动机:总功率约 400kW 440V 直流电动机。

压下及推床等辅助传动整流变压器:500kVA 10kV/420V。

10kV 母线的短路电流:最大方式 32kA。

正常方式 26kA。

最小方式 15kA。

#### 6.2.1 无功功率冲击与电压波动

计算无功功率冲击时只考虑粗轧和精轧主传动的无功功率冲击,其他用电设备的无功功率冲击很小,可以不考虑。以粗轧主传动 2.5 倍过载,同时精轧主传动 1.5 倍过载作为最大的无功功率冲击。

(1) 粗轧主传动无功功率冲击。

粗轧主传动 2.5 倍过载时有:

$$\text{有功功率 } P_R = 2.5P_{NM,R} = 2.5 \times 4200 \text{ kW} \\ = 10500 \text{ kW}$$

$$\text{视在功率 } S_R = 2.5 \times 3.48 U_{2T,R} I_{NM,R} = 2.5 \times 3.48 \times \\ 1150 \times 1566 \times 10^{-3} \text{ kVA} = 15668 \text{ kVA}$$

$$\text{无功功率 } Q_R = \sqrt{S_R^2 - P_R^2} = \sqrt{15668^2 - 10500^2} \\ = 11629 \text{ kvar}$$

式中:  $P_{NM,R}$  为粗轧主传动电动机额定功率, kW;  $U_{2T,R}$  为粗轧主传动主变压器二次线电压, V;  $I_{NM,R}$  为粗轧主传动电动机额定电流, A。

(2) 精轧主传动无功功率冲击。

精轧主传动 1.5 倍过载时有:

$$\text{有功功率 } P_F = 1.5P_{NM,F} = 1.5 \times 3000 = 4500 \text{ kW}$$

$$\text{视在功率 } S_F = 1.5 \times 3.48 U_{2T,F} I_{NM,F} = 1.5 \times 3.48 \times \\ 1130 \times 1091 \times 10^{-3} = 6435 \text{ kvar}$$

$$\text{无功功率 } Q_F = \sqrt{S_F^2 - P_F^2} = \sqrt{6435^2 - 4500^2} \\ = 4600 \text{ kvar}$$

式中:  $P_{NM,F}$  为精轧主传动电动机额定功率, kW;  $U_{2T,F}$  为精轧主传动主变压器二次线电压, V;  $I_{NM,F}$  为精轧主传动电动机额定电流, A。

(3) 总无功功率冲击量

$$\Sigma Q = Q_R + Q_F = 11629 + 4600 \\ = 16229 \text{ kvar} = 16.2 \text{ Mvar}$$

(4) 10kV 母线短路容量和电压波动。按最 10kV 母线最小方式考虑, 有

$$10 \text{ kV 母线短路容量 } S_{Kmin} = \sqrt{3} \times U_C \times I_{Kmin} \\ = \sqrt{3} \times 10 \times 15 \times 10^6 \text{ MVA} \\ = 259.8 \text{ MVA}$$

$$10 \text{ kV 母线电压波动 } \Delta U = \Sigma Q / S_{Kmin} = 16.2 / 259.8 \\ = 6.2\%$$

在  $Q_R$  和  $Q_F$  无功功率冲击同时发生的情况下, 10kV 母线的电压波动为 6.2%, 而国标允许的电波动为 2.5%, 已超过较多, 因此需要动态无功补偿。

### 6.2.2 所需的动态无功功率补偿量

10kV 母线允许的无功功率冲击量为

$$Q_0 = 2.5\% \times S_{Kmin} = 2.5\% \times 259.8 = 6.5 \text{ Mvar}$$

所需要的动态无功补偿量为

$$Q_K = \Sigma Q - Q_0 = 16.2 - 6.5 = 9.7 \text{ Mvar}$$

采用 TCR 的动补方式, TCR 的动态无功补偿量取:

$$Q_{K,TCR} = 10 \text{ Mvar}$$

### 6.2.3 谐波电流和无滤波器时 10kV 母线的电压畸变率

(1) 轧机负载合成谐波电流。按电动机额定负荷考虑, 计算出粗轧、精轧主传动及粗轧、精轧立辊等轧机负载的谐波电流和合成谐波电流见表 6.8-14。

表 6.8-14 轧机负载的谐波电流 A

谐波次数	3	5	7	11	13	17	19	23	25
粗轧主传动谐波电流	18.10	64.00	47.75	29.40	22.68	14.88	13.14	9.71	8.67
精轧主传动谐波电流	12.93	39.64	29.56	18.20	14.04	9.20	8.10	6.00	5.37
粗轧立辊谐波电流	0.00	9.40	6.71	3.20	2.53	1.38	0.99	0.51	0.38
精轧立辊谐波电流	0.00	7.00	5.00	2.39	1.88	1.03	0.74	0.38	0.28
轧机负载合成谐波电流	29.07	104.57	68.67	39.55	29.86	17.58	15.49	11.43	10.21

粗轧和精轧主传动是交流电动机传动由交-交变频器供电, 有 3 次谐波存在, 表 6.8-15 中粗轧和精轧主传动的谐波电流值是参考计算机仿真所得的结论计算出来的。粗轧和精轧立辊是直流电动机传动, 由晶闸管整流器供电, 没有 3 次谐波, 表 6.8-14 中的相应数值是按式 (6.8-14) 计算出来的。轧机负载的合成谐波电流是按式 (6.8-8) 计算出来的。详细计算过程不再列出。

(2) TCR 动补装置产生的谐波电流。由式 (6.8-22), TCR 动补装置相控电抗器的基波额定电流为

$$I_{N,TCR} = \frac{Q_{K,TCR}}{\sqrt{3}U} \times 10^3 = \frac{10}{\sqrt{3} \times 10} \times 10^3 \text{ A} = 577.35 \text{ A}$$

为了提高动态性能, 相控电抗器的相对阻抗取 70%, 则由表 6.8-11 可计算出 TCR 动补装置各次最大谐波电流分别为

$$I_{5,TCR} = 577.35 \times 7.21\% \text{ A} = 41.63 \text{ A}$$

$$I_{7,TCR} = 577.35 \times 3.67\% \text{ A} = 21.19 \text{ A}$$

$$I_{11,TCR} = 577.35 \times 1.38\% \text{ A} = 7.97 \text{ A}$$

$$I_{13,TCR} = 577.35 \times 1.01\% \text{ A} = 5.83 \text{ A}$$

$$I_{17,TCR} = 577.35 \times 0.61\% \text{ A} = 3.52 \text{ A}$$

$$I_{19,TCR} = 577.35 \times 0.46\% \text{ A} = 2.66 \text{ A}$$

$$I_{23,TCR} = 577.35 \times 0.32\% \text{ A} = 1.85 \text{ A}$$

$$I_{25,TCR} = 577.35 \times 0.28\% \text{ A} = 1.62 \text{ A}$$

(3) 注入电网的总谐波电流。由于 TCR 也要产生谐波电流, 在计算注入电网的总谐波电流时应该考虑 TCR 产生的谐波电流。但是, 当 TCR 输出最大时, 轧机负载正好是最小, 而轧机负载最大时, TCR 输出却又是最小, 轧机负载和 TCR 输出不可能同时最大。因此, 在考虑注入电网的总谐波电流时, 不应简单地把轧机负载的谐波电流和 TCR 的谐波电流相加, 而应该把轧机负载的谐波电流和 TCR 的谐波电流加以比较取其大值作为注入电网的总谐波电流。

将表 6.8-14 中轧机负载合成的各次谐波电流与 TCR 的各次最大谐波电流相比, 轧机负载合成的各次谐波电流均大于 TCR 的各次最大谐波电流。因此就将表 6.8-14 中的轧机负载合成的各次谐波电流作为注入 10kV 电网的各次总谐波电流  $\Sigma I_h$ , 即分别为

$$\Sigma I_3 = 29.07 \text{ A}$$

$$\Sigma I_5 = 104.57 \text{ A}$$

$$\Sigma I_7 = 68.67 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{11} = 36.55 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{13} = 26.86 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{17} = 17.58 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{19} = 15.49 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{23} = 11.43 \text{ A}$$

$$\Sigma I_{25} = 10.21 \text{ A}$$

(4) 无滤波器时 10kV 母线的电压畸变率。按式 (6.8-85), 最小运行方式时, 10kV 母线的阻抗  $X_S$  为

$$X_S = U_S^2 / S_{Kmin} = 10^2 / 259.8 = 0.3849 \Omega$$

各次谐波电流造成的 10kV 母线电压畸变率为

$$HRU_3 = \sqrt{3} \times \Sigma I_3 \times 3X_S / U_S \\ = \sqrt{3} \times 29.07 \times 3 \times 0.3849 / 10000 \\ = 0.58\%$$

$$HRU_5 = \sqrt{3} \times \Sigma I_5 \times 5X_S / U_S \\ = \sqrt{3} \times 104.575 \times 5 \times 0.3849 / 10000 \\ = 3.49\%$$

$$HRU_7 = \sqrt{3} \times \Sigma I_7 \times 7X_S / U_S$$

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{3} \times 68.67 \times 7 \times 0.3849 / 10\,000 \\
 &= 3.20\% \\
 HRU_{11} &= \sqrt{3} \times \sum I_{11} \times 11X_S / U_S \\
 &= \sqrt{3} \times 36.55 \times 11 \times 0.3849 / 10\,000 \\
 &= 2.68\% \\
 HRU_{13} &= \sqrt{3} \times \sum I_{13} \times 13X_S / U_S \\
 &= \sqrt{3} \times 26.86 \times 13 \times 0.3849 / 10\,000 \\
 &= 2.33\% \\
 HRU_{17} &= \sqrt{3} \times \sum I_{17} \times 17X_S / U_S \\
 &= \sqrt{3} \times 17.58 \times 17 \times 0.3849 / 10\,000 \\
 &= 1.99\% \\
 HRU_{19} &= \sqrt{3} \times \sum I_{19} \times 19X_S / U_S \\
 &= \sqrt{3} \times 15.49 \times 19 \times 0.3849 / 10\,000 \\
 &= 1.96\% \\
 HRU_{23} &= \sqrt{3} \times \sum I_{23} \times 23X_S / U_S \\
 &= \sqrt{3} \times 11.43 \times 23 \times 0.3849 / 10\,000 \\
 &= 1.75\% \\
 HRU_{25} &= \sqrt{3} \times \sum I_{25} \times 25X_S / U_S \\
 &= \sqrt{3} \times 10.21 \times 25 \times 0.3849 / 10\,000 \\
 &= 1.70\%
 \end{aligned}$$

10kV 母线总电压畸变率为

$$THD_u = \sqrt{0.58^2 + 3.49^2 + 3.20^2 + 2.68^2 + 2.33^2 + 1.99^2 + 1.96^2 + 1.75^2 + 1.70^2} = 7.01\%$$

由表 6.8-1 可知: 对于 10kV 系统, 允许的奇次谐波最大的电压畸变率为 3.2%, 总电压畸变率不得超过 4%。现均超标, 因此需要加滤波器。

#### 6.2.4 滤波器的无功补偿量及滤波器参数

本节内关于滤波器的无功补偿量及滤波器参数的计算均按第 6.1.5 节中介绍的方法进行, 详情可参见该节。

(1) 滤波器的组成。由于交-交变频器有频谱较广的旁频, 而且有频率较低的旁频, 所以应设置带高通的滤波支路。从表 6.8-14 可知, 5、7 次的谐波电流较大而且 3 次谐波电流数值也不小, 故设置 3、5、7 次 3 个滤波支路。每个滤波支路都带高通电阻, 见图 6.8-17。

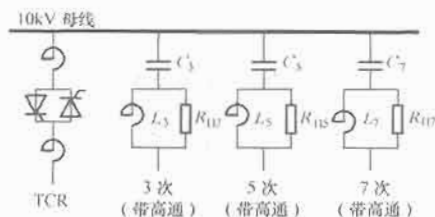


图 6.8-17 TCR 和滤波器配置示意图

(2) 滤波器的无功补偿量。TCR 的补偿量是 10Mvar, 对电网而言, 负荷的无功加上 TCR 的无功功率就是一个恒定的约 10Mvar 的滞后无功功率, 功率因数很差, 需要利用滤波器把该滞后无功功率补偿掉。通常取滤波器应有的无功补偿量  $\sum Q_K$  与 TCR 的无功补偿量相等, 即

$$\sum Q_K = Q_{K, TCR} = 10\text{Mvar}$$

各滤波支路分配的补偿量  $Q_{K1}$  应分别为

$$Q_{K3} = 10 \times (29.07/3) / 40.41 = 2.40\text{Mvar}$$

$$Q_{K5} = 10 \times (104.57/5) / 40.41 = 5.18\text{Mvar}$$

$$Q_{K7} = 10 \times (68.67/7) / 40.41 = 2.45\text{Mvar}$$

(3) 电容器参数计算。根据上面计算得到的各滤波支路

分配的无功补偿量, 各滤波支路每相滤波电容器的基波容抗  $X_{C1}$  应为

$$X_{C3} = [3^2 / (3^2 - 1)] \times (10^2 / 2.40) = 46.88\Omega$$

$$X_{C5} = [5^2 / (5^2 - 1)] \times (10^2 / 5.18) = 20.11\Omega$$

$$X_{C7} = [7^2 / (7^2 - 1)] \times (10^2 / 2.45) = 41.67\Omega$$

选 7.2kV、500kvar 滤波电力电容器为基本单元。每个电容器的额定电流  $I_{CN} = 500 / 7.2 = 69.44$  (A), 基波容抗  $X_C = 7200^2 / (500 \times 1000) = 103.68(\Omega)$ , 电容量  $C = 10^6 / (100\pi \times 103.68) = 30.70(\mu\text{F})$ 。各滤波支路每相滤波电容器所需的并联数及并联后相应的基波容抗分别为

$$3 \text{ 次: } X_C / X_{C3} = 103.68 / 46.88 = 2.2$$

取 2, 则

$$X'_{C3} = (103.68/2)\Omega = 51.84\Omega$$

$$5 \text{ 次: } X_C / X_{C5} = 103.68 / 20.11 = 5.2$$

取 5, 则

$$X'_{C5} = (103.68/5)\Omega = 20.74\Omega$$

$$7 \text{ 次: } X_C / X_{C7} = 103.68 / 41.67 = 2.5$$

取 3, 则

$$X'_{C7} = (109.52/3)\Omega = 34.56\Omega$$

(4) 滤波电容器的总安装容量和实际的无功补偿量。滤波电容器的总安装容量为

$$\sum Q_C = 3 \times (2 + 5 + 3) \times 500 = 15\,000\text{kvar} = 15\text{Mvar}$$

各滤波支路的无功补偿量为

$$Q'_{K3} = [3^2 / (3^2 - 1)] \times (10^2 / 51.84) = 2.18\text{Mvar}$$

$$Q'_{K5} = [5^2 / (5^2 - 1)] \times (10^2 / 20.74) = 5.03\text{Mvar}$$

$$Q'_{K7} = [7^2 / (7^2 - 1)] \times (10^2 / 34.56) = 2.96\text{Mvar}$$

滤波器的实际总无功补偿容量为

$$\begin{aligned}
 \sum Q'_K &= Q'_{K3} + Q'_{K5} + Q'_{K7} \\
 &= 2.18 + 5.03 + 2.96 \\
 &= 10.17\text{Mvar}
 \end{aligned}$$

(5) 滤波电抗器及高通电阻参数计算。各滤波支路每相电抗器的基波感抗、电感及高通电阻值分别为

$$3 \text{ 次: } X_{L3} = 1.05 \times 51.84 / 3^2 = 6.05\Omega$$

$$L_3 = 10 \times 6.05 / \pi = 19.25\text{mH}$$

$$R_{H3} = 20(X_{L3} X_{C3})^{0.5}$$

$$= 20 \times (6.05 \times 51.84)^{0.5}\Omega$$

$$= 354.13\Omega$$

$$5 \text{ 次: } X_{L5} = (1.05 \times 20.74 / 5^2)\Omega = 0.87\Omega$$

$$L_5 = (10 \times 0.87 / \pi)\text{mH} = 2.77\text{mH}$$

$$R_{H5} = 20(X_{L5} X_{C5})^{0.5}$$

$$= 20 \times (0.87 \times 20.74)^{0.5}\Omega$$

$$= 84.99\Omega$$

$$7 \text{ 次: } X_{L7} = (1.05 \times 34.56 / 7^2)\Omega = 0.74\Omega$$

$$L_7 = (10 \times 0.74 / \pi)\text{mH} = 2.36\text{mH}$$

$$R_{H7} = 20(X_{L7} X_{C7})^{0.5}$$

$$= 20 \times (0.74 \times 34.56)^{0.5}\Omega$$

$$= 101.18\Omega$$

#### 6.2.5 有滤波器后 10kV 母线的电压畸变率

按 6.1.6 节中介绍的方法计算, 详细的计算过程可参见表 6.8-15。



表 6-8-15

有 TCR 滤波器时的电压畸变率及滤波器参数计算

谐波次数 $h$		3	5	7	11	13	17	19	23	25
电网电压 $U_S$	(kV)	10	10	10	10	10	10	10	10	10
电网的短路容量 $S_{Kmin}$	(MVA)	259.8	259.8	259.8	259.8	259.8	259.8	259.8	259.8	259.8
电网的基波阻抗 $Z_S \approx U_S^2 / S_{Kmin}$	( $\Omega$ )	0.384 9	0.384 9	0.384 9	0.384 9	0.384 9	0.384 9	0.384 9	0.384 9	0.384 9
电网的等效导纳 $G = 1 / (hZ_S) \approx S / (hU_S^2)$	(j/ $\Omega$ )	-0.866 0	-0.519 6	-0.371 1	-0.236 2	-0.199 8	-0.152 8	-0.136 7	-0.113 0	-0.103 9
3 次支路基波容抗 $X_{C3}$	( $\Omega$ )	51.84	51.84	51.84	51.84	51.84	51.84	51.84	51.84	51.84
3 次支路基波感抗 $X_{L3}$	( $\Omega$ )	6.048 0	6.048 0	6.048 0	6.048 0	6.048 0	6.048 0	6.048 0	6.048 0	6.048 0
3 次支路电抗器电阻 $r_{L3} = X_{L3} / 40$	( $\Omega$ )	0.151 2	0.151 2	0.151 2	0.151 2	0.151 2	0.151 2	0.151 2	0.151 2	0.151 2
3 次支路高通电阻 $R_{H3} = 20(X_{L3}X_{C3})^{0.5}$	( $\Omega$ )	354.13	354.13	354.13	354.13	354.13	354.13	354.13	354.13	354.13
3 次支路等效阻抗实部 $\text{Re}(Z_{3,h}) = [r_{L3}R_{H3}(r_{L3} + R_{H3}) + R_{H3}(hX_{L3})^2] / [(r_{L3} + R_{H3})^2 + (hX_{L3})^2]$	( $\Omega$ )	1.077 1	2.711 4	5.134 7	12.208 0	19.766 4	27.647 8	33.846 1	47.432 4	54.690 7
3 次支路等效阻抗虚部 $\text{Im}(Z_{3,h}) = \{R_{H3}^2hX_{L3} / [(r_{L3} + R_{H3})^2 + (hX_{L3})^2]\} - (X_{C3} / h)$	( $\Omega$ )	0.801 1	19.627 7	34.298 6	59.494 5	70.881 9	91.699 1	101.157	118.167	125.721
3 次支路等效导纳实部 $\text{Re}(G_{3,h}) = \text{Re}(Z_{3,h}) / [\text{Re}(Z_{3,h})^2 + \text{Im}(Z_{3,h})^2]$	(1/ $\Omega$ )	0.597 8	0.006 9	0.004 3	0.003 3	0.003 2	0.003 0	0.003 0	0.002 9	0.002 9
3 次支路等效导纳虚部 $\text{Im}(G_{3,h}) = \text{Im}(Z_{3,h}) / [\text{Re}(Z_{3,h})^2 + \text{Im}(Z_{3,h})^2]$	(j/ $\Omega$ )	-0.444 6	-0.050 0	-0.028 5	-0.016 1	-0.013 4	-0.010 0	-0.008 9	-0.007 3	-0.006 7
3 次支路等效导纳的模 $\text{Mod}(G_{3,h}) = [\text{Re}(G_{3,h})^2 + \text{Im}(G_{3,h})^2]^{0.5}$	(1/ $\Omega$ )	0.745 0	0.050 5	0.028 8	0.016 5	0.013 7	0.010 4	0.009 4	0.007 9	0.007 3
5 次支路基波容抗 $X_{C5}$	( $\Omega$ )	20.736 0	20.736 0	20.736 0	20.736 0	20.736 0	20.736 0	20.736 0	20.736 0	20.736 0
5 次支路基波感抗 $X_{L5}$	( $\Omega$ )	0.870 9	0.870 9	0.870 9	0.870 9	0.870 9	0.870 9	0.870 9	0.870 9	0.870 9
5 次支路电抗器电阻 $r_{L5} = X_{L5} / 40$	( $\Omega$ )	0.021 8	0.021 8	0.021 8	0.021 8	0.021 8	0.021 8	0.021 8	0.021 8	0.021 8
5 次支路高通电阻 $R_{H5} = 20(X_{L5}X_{C5})^{0.5}$	( $\Omega$ )	84.99	84.99	84.99	84.99	84.99	84.99	84.99	84.99	84.99
5 次支路等效阻抗实部 $\text{Re}(Z_{5,h}) = [r_{L5}R_{H5}(r_{L5} + R_{H5}) + R_{H5}(hX_{L5})^2] / [(r_{L5} + R_{H5})^2 + (hX_{L5})^2]$	( $\Omega$ )	0.101 9	0.244 1	0.456 5	1.087 2	1.502 5	2.523 0	3.123 4	4.490 8	5.251 9
5 次支路等效阻抗虚部 $\text{Im}(Z_{5,h}) = \{R_{H5}^2hX_{L5} / [(r_{L5} + R_{H5})^2 + (hX_{L5})^2]\} - (X_{C5} / h)$	( $\Omega$ )	-4.303 1	0.193 7	3.099 7	7.569 8	9.523 6	13.142 4	14.843 6	18.065 9	19.592 4
5 次支路等效导纳实部 $\text{Re}(G_{5,h}) = \text{Re}(Z_{5,h}) / [\text{Re}(Z_{5,h})^2 + \text{Im}(Z_{5,h})^2]$	(1/ $\Omega$ )	0.005 5	2.513 9	0.046 5	0.018 6	0.016 2	0.014 1	0.013 6	0.013 0	0.012 8
5 次支路等效导纳虚部 $\text{Im}(G_{5,h}) = \text{Im}(Z_{5,h}) / [\text{Re}(Z_{5,h})^2 + \text{Im}(Z_{5,h})^2]$	(j/ $\Omega$ )	0.232 3	-1.994 6	-0.315 8	-0.129 4	-0.102 5	-0.073 4	-0.064 5	-0.052 1	-0.047 6
5 次支路等效导纳的模 $\text{Mod}(G_{5,h}) = [\text{Re}(G_{5,h})^2 + \text{Im}(G_{5,h})^2]^{0.5}$	(1/ $\Omega$ )	0.232 3	3.209 1	0.319 2	0.130 8	0.103 7	0.074 7	0.065 9	0.053 7	0.049 3
7 次支路基波容抗 $X_{C7}$	( $\Omega$ )	34.56	34.56	34.56	34.56	34.56	34.56	34.56	34.56	34.56
7 次支路基波感抗 $X_{L7}$	( $\Omega$ )	0.740 6	0.740 6	0.740 6	0.740 6	0.740 6	0.740 6	0.740 6	0.740 6	0.740 6
7 次支路电抗器电阻 $r_{L7} = X_{L7} / 40$	( $\Omega$ )	0.018 5	0.018 5	0.018 5	0.018 5	0.018 5	0.018 5	0.018 5	0.018 5	0.018 5
7 次支路高通电阻 $R_{H7} = 20(X_{L7}X_{C7})^{0.5}$	( $\Omega$ )	101.18	101.18	101.18	101.18	101.18	101.18	101.18	101.18	101.18
7 次支路等效阻抗实部 $\text{Re}(Z_{7,h}) = [r_{L7}R_{H7}(r_{L7} + R_{H7}) + R_{H7}(hX_{L7})^2] / [(r_{L7} + R_{H7})^2 + (hX_{L7})^2]$	( $\Omega$ )	0.067 2	0.153 8	0.283 3	0.669 8	0.925 9	1.560 4	1.937 2	2.805 6	3.294 9
7 次支路等效阻抗虚部 $\text{Im}(Z_{7,h}) = \{R_{H7}^2hX_{L7} / [(r_{L7} + R_{H7})^2 + (hX_{L7})^2]\} - (X_{C7} / h)$	( $\Omega$ )	-9.300 1	-3.215 3	0.231 6	4.949 4	6.879 5	10.360 8	11.980 5	15.055 9	16.526 4

续表

谐波次数 $h$		3	5	7	11	13	17	19	23	25
7次支路等效导纳实部 $\text{Re}(G_{7,h})$ $=\text{Re}(Z_{7,h})/[\text{Re}(Z_{7,h})^2+\text{Im}(Z_{7,h})^2]$	(1/Ω)	0.000 0	0.000 0	0.000 0	0.000 1	0.000 1	0.000 2	0.000 2	0.000 3	0.000 3
7次支路等效导纳虚部 $\text{Im}(G_{7,h})$ $=\text{Im}(Z_{7,h})/[\text{Re}(Z_{7,h})^2+\text{Im}(Z_{7,h})^2]$	(j/Ω)	0.107 5	0.310 3	-1.729 8	-0.198 4	-0.142 8	-0.094 4	-0.081 3	-0.064 2	-0.058 2
7次支路等效导纳的模 $\text{Mod}(G_{7,h})$ $=[\text{Re}(G_{7,h})^2+\text{Im}(G_{7,h})^2]^{0.5}$	(1/Ω)	0.107 5	0.310 3	1.729 8	0.198 4	0.142 8	0.094 4	0.081 3	0.064 2	0.058 2
总导纳实部 $\text{Re}(\sum G_h)=\text{Re}(G_{S,h}+G_{3,h}+G_{5,h}+G_{7,h})$	(1/Ω)	0.603 3	2.520 9	0.050 8	0.022 0	0.019 4	0.017 3	0.016 7	0.016 2	0.016 0
总导纳虚部 $\text{Im}(\sum G_h)=\text{Im}(G_{S,h}+G_{3,h}+G_{5,h}+G_{7,h})$	(j/Ω)	-0.970 8	-2.253 9	-2.445 2	-0.580 2	-0.458 4	-0.330 6	-0.291 5	-0.236 6	-0.216 4
总导纳的模 $\text{Mod}(\sum G_h)=[\text{Re}(\sum G_h)^2+\text{Im}(\sum G_h)^2]^{0.5}$	(1/Ω)	1.143 0	3.381 5	2.445 7	0.580 6	0.458 8	0.331 0	0.292 0	0.237 1	0.217 0
谐波源的合成谐波电流 $\sum I_h$	(A)	29.07	104.57	68.67	36.55	26.86	17.58	15.49	11.43	10.21
有滤波器 10kV 母线各次谐波电压畸变率 $\text{HRU}_h=3^{0.5}[\sum I_h/\text{Mod}(\sum G_{h,h})]/U_S$	(%)	0.440 5	0.535 6	0.486 3	1.090 4	1.013 9	0.919 8	0.918 9	0.834 9	0.814 9
国际允许的各次谐波电压畸变率	(%)	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20	3.20
有滤波器 10kV 母线总电压畸变率 $\text{THD}_u=[\sum (\text{HRU}_h)^2]^{0.5}$	(%)	2.45								
国际允许的总电压畸变率	(%)	4.00								

(1) 流入 10kV 母线和各滤波支路的谐波电流, 见表 6.8-15。

(2) 10kV 母线的电压畸变率。有滤波器后, 10kV 母线 3~25 次谐波电压畸变率分别为

$$\begin{aligned}\text{HRU}_3 &= 0.44\% \\ \text{HRU}_5 &= 0.54\% \\ \text{HRU}_7 &= 0.49\% \\ \text{HRU}_{11} &= 1.09\% \\ \text{HRU}_{13} &= 1.01\% \\ \text{HRU}_{17} &= 0.92\% \\ \text{HRU}_{19} &= 0.92\% \\ \text{HRU}_{23} &= 0.83\% \\ \text{HRU}_{25} &= 0.81\%\end{aligned}$$

有滤波器后 10kV 母线总电压畸变率为

$$\text{THD}_u = 2.45\%$$

有滤波器后 10kV 母线 3~25 次谐波电压畸变率及 10kV 母线总电压畸变率均低于国标规定的允许值 (3.2% 和 4%), 滤波器的效果是明显的。

#### 6.2.6 滤波电容器电流和电压验算

按 6.1.7 节中介绍的方法验算, 详细过程及结果可参见表 6.8-16。

(1) 滤波电容器电流验算。包括基波在内, 流过 3、5、

7 次滤波支路中电容器的总等效电流分别为

$$I_{3,\text{Eq}} = 127.52\text{A}$$

$$I_{5,\text{Eq}} = 307.53\text{A}$$

$$I_{7,\text{Eq}} = 178.57\text{A}$$

3、5、7 次滤波支路电容器的总额定电流分别为

$$I_{3,\text{CN}} = 138.89\text{A} > I_{3,\text{Eq}} = 127.52\text{A}$$

$$I_{5,\text{CN}} = 347.22\text{A} > I_{5,\text{Eq}} = 307.53\text{A}$$

$$I_{7,\text{CN}} = 208.33\text{A} > I_{7,\text{Eq}} = 178.57\text{A}$$

滤波电容器电流验算通过。

(2) 滤波电容器电压验算。包括基波在内, 3、5、7 次滤波支路中电容器承受的总电压分别为

$$U_{3,\text{C}\Sigma} = 6898.3\text{V}$$

$$U_{5,\text{C}\Sigma} = 6543.7\text{V}$$

$$U_{7,\text{C}\Sigma} = 6325.5\text{V}$$

以上计算所得的各滤波支路中电容器承受的总电压均小于所选电容器的额定电压 7200V, 滤波电容器电压验算通过。

#### 6.2.7 高通电阻的容量

按 6.1.8 节中介绍的方法计算, 详细过程及结果可参见表 6.8-16。包括基波在内, 3、5、7 次滤波支路中高通电阻的总功率损耗分别为

表 6.8-16

电容器电流和电压验算

谐波次数 $h$		3	5	7	11	13	17	19	23	25
电容器额定电压 $U_{\text{CN}}$	(V)	7000								
3次支路电容器总额定电流 $I_{3,\text{CN}}$	(A)	138.888 9								
5次支路电容器总额定电流 $I_{5,\text{CN}}$	(A)	347.222 2								
7次支路电容器总额定电流 $I_{7,\text{CN}}$	(A)	208.333 3								
3次支路的基波电流 $I_{3,1}=U_S/[3^{0.5}(X_{\text{CS}}-X_{\text{L3}})]$	(A)	126.081 0								
3次支路的谐波电流 $I_{3,h}=\sum I_h\text{Mod}(G_{3,h})/[\text{Mod}(\sum G_{3,h})]$	(A)	18.947 1	1.560 7	0.809 6	1.036 6	0.803 7	0.554 5	0.497 4	0.378 6	0.343 2

续表

谐波次数 $h$	3	5	7	11	13	17	19	23	25
3次支路的总等效电流 $I_{3,Eq} = [I_{3,1}^2 + \sum (I_{3,h})^2]^{0.5}$ (A)	127.518 8								
3次支路电容器过电流系数 $F_{3,i} = I_{3,Eq} / I_{3,CN}$ (%)	91.8								
5次支路的基波电流 $I_{5,1} = U_S / [3^{0.5} (X_{CS} - X_{LS})]$ (A)	290.635 5								
5次支路的谐波电流 $I_{5,h} = \sum I_h \text{Mod}(G_{5,h}) / [\text{Mod}(\sum G_{5,h})]$ (A)	5.908 9	99.237 7	8.961 5	8.232 1	6.071 6	3.968 4	3.479 9	2.589 4	2.319 4
5次支路的总等效电流 $I_{5,Eq} = [I_{5,1}^2 + \sum (I_{5,h})^2]^{0.5}$ (A)	307.533 8								
5次支路电容器过电流系数 $F_{5,i} = I_{5,Eq} / I_{5,CN}$ (%)	88.6								
7次支路的基波电流 $I_{7,1} = U_S / [3^{0.5} (X_{CS} - X_{LS})]$ (A)	170.715 7								
7次支路的谐波电流 $I_{7,h} = \sum I_h \text{Mod}(G_{7,h}) / [\text{Mod}(\sum G_{7,h})]$ (A)	2.734 7	9.595 8	48.567 8	12.491 0	8.357 7	5.012 0	4.315 6	3.094 3	2.738 0
7次支路的总等效电流 $I_{7,Eq} = [I_{7,1}^2 + \sum (I_{7,h})^2]^{0.5}$ (A)	178.574 7								
7次支路电容器过电流系数 $F_{7,i} = I_{7,Eq} / I_{7,CN}$ (%)	85.7								
3次支路电容器的基波电压 $U_{3,C1} = I_{3,1} X_{C3}$ (V)	6536.04								
3次支路电容器的谐波电压 $U_{3,C3} = I_{3,h} X_{C3} / h$ (V)	327.41	16.18	6.00	4.89	3.20	1.69	1.36	0.85	0.71
3次支路电容器的总等效电压 $U_{3,CEq} = U_{3,C1} + \sum U_{3,C3}$ (V)	6898.33								
3次支路电容器过电压系数 $F_{3,u} = U_{3,CEq} / U_{CN}$ (%)	96								
5次支路电容器的基波电压 $U_{5,C1} = I_{5,1} X_{C5}$ (V)	6026.62								
5次支路电容器的谐波电压 $U_{5,C5} = I_{5,h} X_{C5} / h$ (V)	40.84	411.56	26.55	15.52	9.68	4.84	3.82	2.33	1.92
5次支路电容器的总等效电压 $U_{5,CEq} = U_{5,C1} + \sum U_{5,C5}$ (V)	6543.68								
5次支路电容器过电压系数 $F_{5,u} = U_{5,CEq} / U_{CN}$ (%)	91								
7次支路电容器的基波电压 $U_{7,C1} = I_{7,1} X_{C7}$ (V)	5899.93								
7次支路电容器的谐波电压 $U_{7,C7} = I_{7,h} X_{C7} / h$ (V)	31.5	66.33	239.79	39.24	22.22	10.19	7.85	4.65	3.79
7次支路电容器的总等效电压 $U_{7,CEq} = U_{7,C1} + \sum U_{7,C7}$ (V)	6325.49								
7次支路电容器过电压系数 $F_{7,u} = U_{7,CEq} / U_{CN}$ (%)	88								
流过3次高通电阻的基波电流 $I_{RH3,1} = I_{3,1} X_{L3} / (R_{H3}^2 + X_{L3}^2)^{0.5}$ (A)	2.15								
流过3次高通电阻的谐波电流 $I_{RH3,h} = I_{3,h} \times X_{L3} / [R_{H3}^2 + (hX_{L3})^2]^{0.5}$ (A)	0.97	0.13	0.10	0.19	0.17	0.15	0.15	0.14	0.13
3次高通电阻的功率损耗 $P_{RH3} = [I_{RH3,1}^2 + \sum (I_{RH3,h})^2] R_{H3}$ (kW)	2.04								
流过5次高通电阻的基波电流 $I_{RH5,1} = I_{5,1} X_{L5} / (R_{H5}^2 + X_{L5}^2)^{0.5}$ (A)	2.98								
流过5次高通电阻的谐波电流 $I_{RH5,h} = I_{5,h} \times X_{L5} / [R_{H5}^2 + (hX_{L5})^2]^{0.5}$ (A)	0.18	5.08	0.64	0.92	0.80	0.68	0.67	0.59	0.58
5次高通电阻的功率损耗 $P_{RH5} = [I_{RH5,1}^2 + \sum (I_{RH5,h})^2] R_{H5}$ (kW)	3.25								
流过7次高通电阻的基波电流 $I_{RH7,1} = I_{7,1} X_{L7} / (R_{H7}^2 + X_{L7}^2)^{0.5}$ (A)	1.25								
流过7次高通电阻的谐波电流 $I_{RH7,h} = I_{7,h} \times X_{L7} / [R_{H7}^2 + (hX_{L7})^2]^{0.5}$ (A)	0.06	0.35	2.49	1.00	0.79	0.62	0.59	0.51	0.49
7次高通电阻的功率损耗 $P_{RH7} = [I_{RH7,1}^2 + \sum (I_{RH7,h})^2] R_{H7}$ (kW)	1.09								

$$P_{RH,3} = 2.04\text{kW}$$

$$P_{RH,5} = 3.25\text{kW}$$

$$P_{RH,7} = 1.09\text{kW}$$

#### 6.2.8 滤波器主要器件参数及数量

3次滤波支路(带高通):

滤波电容器 500kvar、7.2kV、6台;

滤波电抗器 19.25mH、130A、3台;

高通电阻器 354Ω、3kW、3台。

5次滤波支路(带高通):

滤波电容器 500kvar、7.2kV、15台;

滤波电抗器 2.77mH、310A、3台;

高通电阻器 85Ω、5kW、3台。

7次滤波支路(带高通):

滤波电容器 500kvar、7.2kV、9台;

滤波电抗器 2.36mH、180A、3台;

高通电阻器 101Ω、2kW、3台。

#### 6.2.9 相控电抗器参数计算

要求 TCR 的无功补偿量为  $Q_K = 10\text{Mvar}$ 。通常 TCR 中的电抗器为三角形接法,则相控电抗器的额定电流应为

$$I_{N,TCR} = Q_K / (3U_C) = [10 \times 10^6 / (3 \times 10 \times 10^3)]\text{A} \\ = 333.3\text{A}$$

如前所述,取相控电抗器的相对阻抗为  $Z_{TCR}\% = 70\%$ ,则相控电抗器的基波阻抗值  $Z_{1,TCR}$  和电感值  $L_{TCR}$  分别为

$$Z_{1,TCR} = U_C \times Z_{TCR}\% / I_{N,TCR} \\ = (10 \times 10^3 \times 70\% / 333.3)\Omega \\ = 21\Omega$$

$$L_{TCR} = Z_{1,TCR} / (2\pi f) = [21 / (100\pi)]\text{mH} = 66.8\text{mH}$$

为减少短路危险性,将每相的相控电抗器一分为二(见图 6.8-17),每相有两个相控电抗器,每个相控电抗器的数据为:

额定电流为 340A;

电感值为  $(0.5 \times 66.8)\text{mH} = 33.4\text{mH}$ 。



## 参考文献

- [1] 中国电工技术学会电控系统与装置专业委员会. 风机水泵交流调速节能技术. 北京: 机械工业出版社, 1990.
- [2] 刘美俊. 通用变频器应用技术. 福建: 福建科学技术出版社, 2004.
- [3] 徐甫荣, 崔力. 发电厂辅机电动机变频调速节能方案探讨[J]. 变频器世界, 2001, (7)
- [4] 董仕毅. 综合自动化在铝行业整流变电站的应用. 全国铝电解供电系统安全运行技术研讨会论文集. 世界有色金属, 2005, 第11期增刊
- [5] 中国电工技术学会电力电子学会组编. 电力电子设备设计应用手册. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2002
- [6] 白星良主编. 有色金属压力加工. 北京: 冶金工业出版社, 2004.
- [7] 中国造纸学会. 中国造纸年鉴. 北京: 中国轻工业出版社, 1997.
- [8] 天津电传所. 电气传动自动化技术手册. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [9] 日本电气学会. 电工技术手册. 北京: 机械工业出版社, 1984.
- [10] 电动机工程手册编委会编. 电动机工程手册. 北京: 机械工业出版社, 1982
- [11] 机械工程手册电动机工程手册编辑委员会. 电动机工程手册 第32篇 电力半导体变流设备. 北京: 机械工业出版社, 1987.
- [12] 王兆安等编著. 电气自动化新技术丛书 谐波抑制和无功功率补偿. 北京: 机械工业出版社, 1998.
- [13] 姜齐荣, 赵东元, 陈建业. 有源电力滤波器—结构·原理·控制. 北京: 科学出版社, 2005.
- [14] 刘凤君编著. 市电电能质量补偿技术. 北京: 科学出版社, 2005.
- [15] 王兆安, 张明勋主编. 电力电子设备设计及应用手册. 2版. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [16] 吕志斗主编. 实用广谱变频节能技术. 沈阳: 辽宁科学技术出版社, 1999.
- [17] 吴忠智, 吴加林编著. 变频器应用手册. 北京: 机械工业出版社, 1995.
- [18] 马小亮著. 电气自动化新技术丛书 大功率交—交变频调速及矢量控制技术. 3版. 北京: 机械工业出版社, 2004.
- [19] George J. Wakileh 著. 徐政译. 电力系统谐波—基本原理、分析方法和滤波器设计. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [20] 夏道止, 沈赞坝著. 高压直流输电系统的谐波分析及滤波. 北京: 水利电力出版社, 1994.
- [21] Pelly B. R. Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters Operation, Control and Performance. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1971.
- [22] Johannes Schaefer Rectifier Circuits: Theory and Design. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1965.
- [23] Gottfried Moltgen. Converter Engineering an introduction to operation and theory. New York: John Wiley & Sons, Ltd., 1984.
- [24] 张阳春, 杨志康, 郭东著. 国内外石油钻采设备技术水平分析. 北京: 石油工业出版社, 2001.
- [25] 安国亭, 卢佩琼. 海洋石油开发工艺与设备. 天津: 天津大学出版社, 2001.